

**TRANSFORMATEURS DE COURANT ET  
DE TENSION NON CLASSIQUES**

***NON-CONVENTIONAL CURRENT AND  
VOLTAGE TRANSFORMERS***

**Comité d'Etudes 34 (Protection)  
*Study Committee 350 (Protection)***

1980

**TRANSFORMATEURS DE COURANT ET  
DE TENSION NON CLASSIQUES**

***NON-CONVENTIONAL CURRENT AND  
VOLTAGE TRANSFORMERS***

**Comité d'Etudes 34 (Protection) / *Study Committee 35 (Protection)***

**L. MOUTON**  
(Rapporteur/*Reporter*)

avec l'appui de l'équipe suivante / *with the help of the Task Force :*

Bullo (*Italie/Italy*)  
Kirschvink (*Belgique/Belgium*)  
Stalewski (*Royaume-Uni/United Kingdom*)  
Zinck-Petersen (*Suède/Sweden*)  
Lundqvist (*Suède/Sweden*)

**1980**

## REMERCIEMENTS

Je désire remercier ici les membres du Groupe de Travail pour leur collaboration active et efficace à la préparation de ce rapport.

Je suis particulièrement reconnaissant à Tony Stalewski d'avoir collecté la contribution des membres, d'avoir mis en forme et écrit le rapport de base, et reconnaissant aussi à Paolo Bullo d'avoir assuré le secrétariat de ce Groupe.

## *ACKNOWLEDGEMENTS*

*I wish to thank the members of the Working Group for their active and efficient collaboration in this report.*

*I am particularly grateful to Tony Stalewski for having collected members' contributions, put them in order and written the basic report and also to Paolo Bullo for having assumed the secretariat of this Group.*

## SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE.....	8
<b>PREMIÈRE PARTIE : TRANSFORMATEURS DE COURANT NON CLASSIQUES</b>	
1. INTRODUCTION .....	12
2. SYSTÈMES PASSIFS .....	14
2.1 Capteurs de courant basés sur effet magnéto optique de Faraday .....	14
2.2 Capteurs de courant à modulation de micro-onde.....	16
2.3 Principales caractéristiques du prototype belge.....	16
2.4 Capteurs de courant basés sur l'effet Hall.....	16
2.5 Transformateur à compensation de flux.....	18
3. SYSTÈMES ACTIFS.....	22
3.1 Systèmes à liaison radio.....	22
3.2 Convertisseurs de courant .....	24
3.2.1 Transformateurs de courant électromagnétiques sans entrefer.....	24
3.2.2 Transformateurs de courant magnétiques à entrefer réparti .....	24
3.2.3 Convertisseur sans fer.....	24
3.2.4 Shunts non inductifs.....	26
3.2.5 Conclusions.....	30
3.3 Méthodes de modulation .....	30
3.4 Guides en fibre optique et moyens d'interconnexion.....	32
3.5 Source d'alimentation au potentiel H.T. ....	34
3.5.1 Transformateur de courant conventionnel et transformateur de courant à entrefer réparti .....	34
3.5.2 Système à air comprimé.....	34
3.5.3 Système moteur-générateur .....	34
3.5.4 Sources d'alimentation dérivées du potentiel de la ligne.....	36
3.5.5 Batterie d'accumulateur.....	36
3.5.6 Système à ultrason .....	36
4. FORMES DE SORTIE ET CHARGES .....	38
5. PRESCRIPTIONS EN RÉGIME ÉTABLI ET PERFORMANCES DYNAMIQUES.....	40
6. CONDITIONS D'ENVIRONNEMENT ET PROBLÈMES DE PERTURBATION .....	40
6.1 Facteurs d'environnement.....	40
6.2 Mesure de limite des perturbations.....	44
7. SÉCURITÉ ET FIABILITÉ DES CAPTEURS DE COURANT.....	48
8. PRESCRIPTIONS DE MAINTENANCE .....	52

## CONTENTS

	<i>Pages</i>
FOREWORD .....	9
<b>PART ONE : NON-CONVENTIONAL CURRENT TRANSFORMERS</b>	
1. INTRODUCTION .....	13
2. PASSIVE SYSTEMS .....	15
2.1 Current-Sensors Based on the Faraday Magneto-Optical Effect .....	15
2.2 Current-Sensors Using the Microwave Modulation Method .....	17
2.3 Principal Characteristics of the Belgian Prototype Unit .....	17
2.4 Current-Sensors Based on Hall Effect .....	17
2.5 Zero-Flux Current Transformer .....	19
3. ACTIVE SYSTEMS .....	23
3.1 Radio-Link Systems .....	23
3.2 Current-Transducers .....	25
3.2.1 Iron-Cored Electromagnetic Current-Transformers .....	25
3.2.2 Distributed Air-Gap Current-Transformers .....	25
3.2.3 Air-Cored Transducer (A.C.T.) .....	25
3.2.4 Non-Inductive Shunts .....	27
3.2.5 Conclusions .....	31
3.3 Modulation Methods .....	31
3.4 Fibre-Optical Guides and Interconnection Links .....	33
3.5 Power Supplies at HV Conductor .....	35
3.5.1 Conventional CT's and DAG CT's .....	35
3.5.2 Compressed Air System .....	35
3.5.3 Motor-Generator System .....	35
3.5.4 Power Supplies Derived from the Line Potential .....	37
3.5.5 Batteries .....	37
3.5.6 Ultrasonic System .....	37
4. FORMS OF OUTPUT AND BURDENS .....	39
5. STEADY-STATE AND DYNAMIC PERFORMANCE REQUIREMENTS .....	41
6. ENVIRONMENTAL CONDITIONS AND PROBLEMS OF INTERFERENCE .....	41
6.1 Environmental Factors .....	41
6.2 Measures to Limit Interferences .....	45
7. SECURITY AND RELIABILITY OF CURRENT-SENSORS .....	49
8. MAINTENANCE REQUIREMENTS .....	53

9. POSSIBILITÉS FUTURES .....	54
9.1 Possibilités sous forme de sortie numérique .....	54
9.2 Possibilités sous forme d'interface adapté .....	54
10. ESSAIS EN LABORATOIRE ET EXPÉRIENCE OPÉRATIONNELLE .....	54
11. CONSIDÉRATIONS ÉCONOMIQUES .....	64
12. CONCLUSIONS .....	70
13. LISTE DES FIGURES .....	72
14. RÉFÉRENCES ET BIBLIOGRAPHIE .....	72

## DEUXIÈME PARTIE : TRANSFORMATEURS DE TENSION NON CLASSIQUES

1. INTRODUCTION .....	78
2. DESCRIPTION D'UN CAPTEUR DE TENSION .....	80
2.1 Systèmes alimenté en tension .....	80
2.2 Système alimenté en courant .....	84
2.3 Système hybride .....	88
2.4 Systèmes de modulation .....	88
3. INJECTION DU COURANT PORTEUR .....	90
4. LIAISONS .....	90
5. FORMES DE SORTIE ET DE LA CHARGE .....	92
6. ALIMENTATION .....	92
7. PERTURBATION .....	94
8. CARACTÉRISTIQUES REQUISES .....	96
8.1 Prescriptions spéciales .....	96
8.2 Précision en régime établi .....	98
8.3 Performance dynamique .....	98
9. CHARGE PIÉGÉE DANS LES CIRCUITS DE TRANSPORT .....	100
10. FERRO RÉSONANCE DU SYSTÈME PRIMAIRE .....	102
11. SÉCURITÉ ET FIABILITÉ DES CAPTEURS DE TENSION .....	102
12. PRESCRIPTIONS POUR LA MAINTENANCE .....	104
13. ESSAIS EN LABORATOIRES ET SUR LES RÉSEAUX .....	106
14. CONSIDÉRATIONS ÉCONOMIQUES .....	116
15. CONCLUSIONS .....	116
16. LISTE DES FIGURES .....	118
17. BIBLIOGRAPHIE .....	118

9. FUTURE POSSIBILITIES .....	55
9.1 Possibilities in Terms of Digital Processing.....	55
9.2 Possibilities in Terms of New Interface Concepts .....	55
10. TESTS IN LABORATORIES AND OPERATIONAL EXPERIENCE.....	55
11. ECONOMICAL CONSIDERATIONS.....	65
12. CONCLUSIONS.....	71
13. LIST OF FIGURES .....	73
14. REFERENCES AND BIBLIOGRAPHY .....	73

PART TWO : NON-CONVENTIONAL VOLTAGE-SENSORS

1. INTRODUCTION.....	79
2. DESCRIPTION OF VOLTAGE SENSORS (CDVS).....	81
2.1 Voltage Operated Systems .....	81
2.2 Current Operated Systems.....	85
2.3 Hybrid System (CVT/A).....	89
2.4 Modulation Systems .....	89
3. CARRIER INJECTION .....	91
4. INTERCONNECTION LINKS.....	91
5. FORMS OF OUTPUT AND BURDENS.....	93
6. POWER SUPPLIES .....	93
7. INTERFERENCE .....	95
8. PERFORMANCE REQUIREMENTS .....	97
8.1 Special Requirements.....	97
8.2 Steady-State Accuracy.....	99
8.3 Dynamic Performance .....	99
9. TRAPPED CHARGE ON TRANSMISSION CIRCUITS .....	101
10. PRIMARY SYSTEM FERRO-RESONANCE .....	103
11. VOLTAGE-SENSORS SECURITY AND RELIABILITY.....	103
12. MAINTENANCE REQUIREMENTS.....	105
13. TESTS IN LABORATORIES AND OPERATIONAL EXPERIENCE.....	107
14. ECONOMIC CONSIDERATIONS .....	117
15. CONCLUSIONS.....	117
16. LIST OF FIGURES .....	119
17. REFERENCES .....	119

## PRÉAMBULE

Depuis quelques années, de nouvelles conceptions de transformateurs de courant et de tension pour réseaux de transport à haute et très haute tension ont été étudiés et développés aussi bien sous forme de modèles de laboratoire que de prototypes installés pour essais sur les réseaux de transport de l'énergie électrique. Un des buts de ces travaux était de concevoir des dispositifs améliorant, par rapport aux transformateurs de courant classiques, les mesures en régime transitoire, de façon à permettre une élimination rapide et fiable des défauts par les protections de distance ultra rapides, récemment développées. Le deuxième objectif était de diminuer le coût de ces appareils.

Le Groupe de Travail 34.03 a été mis en place par Mr. Dienne, Président du Comité d'Etudes 34 de la CIGRE avec les objectifs suivants :

1. Faire la synthèse et évaluer l'état d'avancement des recherches dans le domaine des transformateurs de courant et de tension non classiques récemment développés en divers pays.
2. Examiner les principes de conception qui permettent à ces nouveaux appareils d'alimenter les systèmes de protection, d'automatisme, de mesure et de comptage du type analogique, avec le moyen le plus adéquat de transmission de l'information.  
(Cet aspect concerne l'utilisation immédiate des transformateurs de mesure non classiques en cours de développement et ayant été soumis à des essais de type ou des expériences opérationnelles).
3. Examiner les principes de conception qui permettent à ces nouveaux appareils d'alimenter les systèmes de protection, d'automatisme, de mesure et de comptage du type digital, avec le moyen le plus adéquat de transmission de l'information.  
(Cet aspect concerne une éventuelle utilisation d'une technologie future basée sur l'emploi des calculateurs convenablement coordonnés pour constituer un tout parfaitement intégré dans un nouvel esprit de conduite et d'automatisation des postes).

La composition du Groupe de Travail est la suivante :

Chef de file :

M. L. Mouton (ENERTEC Schlumberger, France).

Experts :

M. P. Bullo (E.N.E.L., Italie) (Secrétaire),  
M. M. Kirschvink (Balteau, Belgique),  
M. A. Stalewski (C.E.G.B., Royaume-Uni),  
M. J. Zinck-Petersen (A.S.E.A., Suède) (en partie),  
M. B. Lundqvist (A.S.E.A., Suède) (en partie).

Membres correspondants :

M. O. Ivanusiw (Ontario-Hydro, Canada),  
M. M. Von Roeschlaub (Ebasco Services, Etats-Unis),  
M. J.A. Smith (C.E.Co., Philadelphie, Pennsylvanie, 1942, Etats-Unis),  
Prof. J. Trojak (Polytechnical University, Pologne),  
M. M. Nakajima (Central Research Institute of Electric Power Industry, Japon),  
M. M.D. Forster (Transmission and Technical Services Commission of NSW, Australie).

## FOREWORD

*For some years new concepts of current and voltage-transformers for HV and EHV transmission systems have been investigated and developed to the stages of laboratory models or prototype units installed for trials on transmission systems. One of the aims of this development was to design measuring devices of improved transient performance, as compared with the conventional CT's, CVT's and VT's, in order to achieve reliable and faster fault clearance times of the recently developed high-speed protective systems. Another objective was to offer a reduction in cost.*

*Working Group 34.03 was set up by Mr. Dienne, Chairman of CIGRE Study Committee 34, with the following terms of reference :*

- 1. To survey and assess the present state of art of non-conventional current and voltage-transformers which have been recently developed in various countries.*
- 2. To examine the basis of the investigated concepts with respect to the ability of the new measuring sensors to supply the required analogue output for protection, control and measuring functions at the most suitable transmission mode of information.  
(This term of reference mainly concerns a more immediate utilisation of the non-conventional measuring sensors already developed and proven by type-testing and/or by operational experience).*
- 3. To examine the basis of the concepts investigated in respect of the ability of the new sensors to supply the required digital output for protection, control and measuring functions at the most suitable transmission mode of information.  
(This term of reference is for the possible future utilisation of modern computer technology, suitably co-ordinated to form an integrated part of the application of new methods to substation control and automation).*

*The composition of the Working Group was as follows :*

*Convenor :*

*Mr. L. Mouton (Enertec Schlumberger, France).*

*Experts :*

*Mr. P. Bullo (E.N.E.L., Italy) (Secretary),  
Mr. M. Kirschvink (Balteau, Belgium),  
Mr. A. Stalewski (C.E.G.B., United Kingdom),  
Mr. J. Zinck-Petersen (A.S.E.A., Sweden) (Part-time),  
Mr. B. Lundqvist (A.S.E.A., Sweden) (Part-time).*

*Corresponding Members :*

*Mr. O. Ivanusiw (Ontario-Hydro, Canada),  
Mr. M. Von Roeschlaub (Ebasco Services, U.S.A.),  
Mr. J.A. Smith (C.E.Co., Philadelphia, Pennsylvania, 19142, U.S.A.),  
Prof. J. Trojak (Polytechnical University, Poland),  
Mr. T. Nakajima (Central Research Institute of Electric Power Industry, Japan),  
Mr. M.D. Forster (Transmission and Technical Services Commission of NSW, Australia).*

Le Groupe de Travail s'est réuni à Paris les 15 et 16 janvier et 1<sup>er</sup> et 2 septembre 1976, à Londres les 7, 8 et 9 décembre 1976 et les 15, 16 et 17 mars 1977 à Västerås, Suède. M. J. Lisser (Hazemeyer, Hollande) a participé à la réunion de Londres et M. N.E. Korponay (B.B.C., Suisse) a été invité à participer aux réunions de Londres et de Västerås.

Le travail de ce groupe a été résumé dans ce rapport comprenant deux parties, l'une concernant les transformateurs de courant non classiques et l'autre les transformateurs de tension non classiques (désignés respectivement par les termes : Capteurs de mesure de courant et Capteurs de mesure de tension).

Ce rapport répond aux objectifs 1 et 2 et fait l'inventaire des travaux de développement dans divers pays et rapporte les discussions sur les problèmes rencontrés avec l'utilisation des méthodes étudiées avec plus ou moins de succès. Il fournit aussi, en référence, les informations publiées et l'expérience acquise en service avec ces capteurs de mesure, et, propose des prescriptions concernant les performances exigées pour de tels capteurs de façon à permettre la satisfaction des besoins de protection par ces nouveaux équipements, particulièrement les capteurs diviseurs capacitifs de tension (CDCT) dans les équipements isolés au SF<sub>6</sub> et dans les applications sur des équipements existants.

Lors des discussions qui ont eu lieu à Villach (septembre 1977), les utilisateurs ont montré une certaine répugnance pour adopter aujourd'hui les techniques optiques dans la mesure des courants, même pour des tensions supérieures à 400 ou 500 kV et ceci pour des raisons qui n'étaient ni techniques, ni économiques. C'est une évidence que les transformateurs classiques satisfont les exigences des protections modernes et que le rapport coût/performances peut être réduit par la linéarisation par l'interposition d'entrefer ou d'adjonction d'un troisième enroulement et d'une électronique réduite.

D'un avis général les essais combinés sont insuffisants pour démontrer la supériorité des techniques optiques de mesure de courant et de tension sur les méthodes classiques et, de fait, l'utilisation future de ces techniques est remise encore en question. Comme il est dit au paragraphe 11, page 64, dans le futur les économies dépendront fortement de la sortie en VA.

Un nombre de réserves est exprimé pour fournir sous forme numérique un signal issu des convertisseurs de courant et tension. Généralement, on considère que le besoin de ce type de signal sera suscité lorsqu'un type de protection numérique économique et fiable sera développé, mais même dans de telles circonstances il devrait être comparativement simple d'introduire des interfaces dans la forme des convertisseurs A/D.

Il apparaît de grandes perspectives pour l'utilisation des transformateurs de mesure de tension non classiques du type CDCT décrits dans le rapport. De l'avis général, l'utilisation de ces méthodes de mesure de tension et particulièrement l'emploi de TCT/A d'application aisée dans les réseaux de transports existants améliorerait les performances de protection et l'utilisation de la capacité propre dans le domaine des cellules blindées serait un stimulant économique.

Quoiqu'aucun accord concluant n'ait été obtenu en ce qui concerne les prescriptions de fonctionnement défini au paragraphe 8, page 52, il est clair que ces prescriptions sont acceptables et pourraient être mises en pratique.

*The Working Group met in Paris on the 15th and 16th January and on the 1st and 2nd September, 1976, in London on the 7th, 8th and 9th December, 1976, and on 15th, 16th and 17th March, 1977 in Västerås, Sweden. Mr. J. Lisser (Hazemeyer, Holland) attended the meetings in London and Västerås by invitation.*

*The work of the Working Group is summarised in this Report consisting of two parts: one dealing with non-conventional current-transformers and the other with non-conventional voltage-transformers (current and voltage measuring sensors respectively).*

*This report concerns the terms of reference Nos. 1 and 2 and therefore reviews the development work in various countries and discusses the problems encountered with methods which were investigated stating a degree of success or otherwise. It also refers to published information and to the experience gained in service with the measuring sensors and postulates performance requirements for such sensors in order to meet high-speed protection needs with a view to using this new equipment, particularly capacitor-divider voltage sensors (CDVS) in SF<sub>6</sub> switchgear and in retrospective applications.*

*From the discussions held in Villach (September 1977) it can be recognized that generally there was reluctance at present in adopting optical techniques for current-measurement even for higher transmission voltages than 400 or 500 kV. here appeared to be neither technical nor economic incentives. It was evident that the traditional CT's can meet the modern type protection requirements and the ratio cost performance may be reduced by linearisation through the use of air-gaps or by the addition of a third winding and a modicum of electronics.*

*General opinion was that there appears to be insufficient conjunctive testing to show that the optical techniques for current and voltage measurement are technically superior to the traditional methods and therefore the use of these techniques in the future is still questioned. As stated in paragraph 11, page 65, in future the economics will strongly depend on the output in VA.*

*A number of reservations were expressed in respect of providing a digital form of signal from current and voltage transducers. Generally, it was considered that the need for this signal will be created when economic and reliable digital types of protections are developed, but even in such circumstances it should be comparatively simple to introduce interface units in the form of A/D converters*

*There appear to be great prospects for the use of non-conventional voltage-measuring sensors of the CDVS types described in the Report. In general the opinion was that improvement in the protection performance could be achieved by employing these methods for voltage measurement and particularly CVT/A systems offer easy application to the existing transmission systems and therefore appear to be economic incentives to use the capacitor-probe method in the field of metalclad switchgear.*

*Whilst there was no agreed conclusion reached in respect of the postulated performance requirements, as defined in Section 8, page 53, it was clear that these requirements are acceptable and could be met in practice.*

## PREMIÈRE PARTIE

# TRANSFORMATEURS DE COURANT NON CLASSIQUES (CAPTEURS DE MESURE DE COURANT)

### 1. INTRODUCTION

Actuellement, la pratique courante est d'utiliser, pour la mesure de courant HT des transformateurs électromagnétiques avec des tores en tôle magnétique. Avec l'augmentation des niveaux de tensions, le coût majeur des transformateurs de courant classiques voit son accroissement concentré sur l'isolation primaire, c'est-à-dire sur l'enveloppe de porcelaine et l'isolation entre le primaire et le secondaire. Il est aussi évident qu'avec des plus hauts niveaux de tension, le rapport X/R du réseau s'accroît et il devient de plus en plus difficile de concevoir un transformateur de courant électromagnétique qui satisfasse les exigences du système, sans dégradations des performances du dispositif de protection. Dans ce cas, la difficulté majeure est de déterminer un transformateur de courant d'une précision convenable en régime transitoire, pour conserver les avantages des protections ultra rapides récemment développées, particulièrement du type statique, et assurer une discrimination et un fonctionnement fiables de ces protections pendant le régime transitoire du réseau.

Au cours de ces dernières années, différents pays ont mené à bien les recherches sur des nouvelles méthodes de mesure de courant en HT qui seraient plus pratiques, économiques et compatibles en fiabilité et fonctionnement avec les méthodes classiques. Ces études ont conduit au développement de modèles de laboratoire ou des prototypes installés pour essai sur des réseaux de transport.

Les capteurs de mesure non classiques, essayés aussi bien expérimentalement que sur réseaux de transport, suivant les principes de base utilisés, peuvent être divisés en deux principales catégories qui sont :

- Systèmes passifs qui ne nécessitent pas d'alimentation de puissance au niveau HT et qui sont basés sur :
- (a) l'effet Faraday magnéto-optique qui utilise comme moyens de transmission, des signaux issus du conducteur HT vers la terre soit l'air, soit une fibre optique;
  - (b) la méthode de modulation micro-onde dans laquelle le moyen de transmission est soit un guide d'ondes diélectriques ou l'atmosphère;
  - (c) l'effet Hall;
  - (d) le système hybride (transformateur à compensation de flux).

Systèmes actifs dans lesquels, par diverses méthodes, une alimentation doit être fournie à des équipements électroniques situés au potentiel HT, ceux-ci étant divisés suivant le principe de la méthode de modulation utilisée, soit :

- (a) modulation continue;
- (b) modulation discrète;
- (c) modulation digitale.

Chaque catégorie de capteurs de mesure de courant utilise une méthode de transmission adaptable à n'importe quel niveau de tension et capable de reproduire avec une grande précision les courants dans le conducteur HT et, si une transmission optique est utilisée, on obtient une haute immunité aux parasites créés par des champs électriques ou magnétiques.

PART ONE

NON CONVENTIONAL CURRENT TRANSFORMERS  
(CURRENT MEASURING SENSORS)

1. INTRODUCTION

*At present common practice is to use electromagnetic iron-cored current-transformers for measurements of HV currents. With increasing levels of transmission voltage the major costs of conventional current-transformers are becoming increasingly focused on the primary insulation i.e. porcelain housing and primary to secondary insulation. It is also apparent that with higher transmission voltages the X/R ratio of the system increases, and it is becoming more and more difficult to design electromagnetic current-transformers to satisfy system requirements without degradation in the performance of protective systems. The major difficulty, in this respect, is to design current-transformers of an adequate transient accuracy to take advantage of recently developed high-speed protective schemes, particularly of the solid-state type, and to ensure reliable discrimination and operation of such protections during system transient conditions.*

*In recent years various countries carried out investigations of novel methods of HV current measurements which would be most practical, economic and compatible in reliability and operation with the conventional method. These investigations have led to the development of laboratory models or prototype units which have been installed for trials on transmission systems.*

*The non-conventional current measuring sensors so far tried experimentally or on transmission systems can be divided into two main categories according to the basic principles used, and these are :*

- Passive systems which do not require power supplies at the HV conductor and which are based on :*
- (a) the Faraday Magneto-Optical Effect with the media for transmission of signals to the HV conductor and back to the earth potential either through air or through fibre optical-guides;*
  - (b) the microwave modulation method in which the transmission media is either dielectric wave-guides or atmosphere;*
  - (c) the Hall effect;*
  - (d) the hybrid system (zero flux system).*

*Active systems in which by some means power supplies must be provided to electronic elements at the HV conductor these being subdivided according to the principle of the modulation methods used i.e. :*

- (a) continuous modulation;*
- (b) discrete modulation;*
- (c) digital modulation.*

*Both categories of current measuring sensors employ transmission features adaptable to any transmission voltage and capable of reproducing with a high accuracy HV conductor currents and in the cases where light transmission is used the methods are highly immune to interference created by electric and magnetic fields.*

## 2. SYSTÈMES PASSIFS

Le très grand avantage inhérent à ces systèmes est qu'ils sont basés sur des effets passifs optiques ou sur des modulations de micro-onde par des champs magnétiques, les deux méthodes n'exigeant aucune alimentation au niveau du conducteur HT. La transmission du signal passif peut se faire à travers l'atmosphère ou par une voie de propagation protégée.

La transmission à travers l'atmosphère n'exige pas une solution coûteuse mais, avec cette méthode, la possibilité d'une interruption intempestive existe et on peut douter qu'elle reste convenable à long terme pour des applications à haute fiabilité telles que des systèmes de protection primaire. En pratique une structure compliquée est exigée au niveau du sol pour assurer une fidélité à long terme et un fonctionnement correct. En plus, de nombreux problèmes, relatifs à la complexité de la constitution d'une source fiable pour le signal, à des structures insensibles aux vibrations mécaniques et aux modifications dans la constitution mécanique, et également, ceux dus aux variations de température, etc., conduisent à des coûts excessifs. Par contre, le capteur de mesure de courant utilisant une méthode de transmission par voie libre peut être convenable pour des besoins de mesure de courant en laboratoire ou pour des dispositifs d'essai.

Les voies de propagation protégées pour le signal d'interrogation peuvent prendre la forme d'un espace d'air, d'un barreau transparent ou d'une fibre optique contenue à l'intérieur de l'isolateur HT. Ceci accroît le coût du capteur mais rend le système plus fiable.

Les principales caractéristiques des systèmes passifs, basés sur l'effet Faraday magnéto-optique, sur la modulation de micro-onde, l'effet Hall et les transformateurs hybrides à compensation de flux qui ont été développés dans divers pays, sont décrits dans les sections suivantes.

### 2.1. Capteurs de courant basés sur l'effet magnéto optique de Faraday

Ces capteurs de courant utilisent le principe de l'effet magnéto optique de Faraday (voir annexe A) dans lequel la direction de la polarisation tourne lorsque la lumière polarisée passe à travers un milieu soumis à l'influence d'un champ magnétique. L'angle de rotation de cette polarisation dépend de la longueur du milieu traversé et de l'amplitude de la composante du champ magnétique dans la direction de propagation du rayon lumineux.

L'annexe B décrit divers matériaux disponibles provoquant un effet Faraday assez important pour être utilisé pour la mesure de champs magnétiques, donc des courants primaires.

Les capteurs de courant non classiques basés sur des systèmes de détection de l'angle de rotation du plan de polarisation développés dans divers pays sont décrits en annexe C. Ces capteurs de mesure de courant utilisent un (ou deux) prisme en cristal « flint » qui, généralement, est traversé par un rayon de lumière polarisée. Cette lumière est donnée par des lampes à incandescence, ou des diodes électro luminescente (Ge-As) ou par laser He Ne. Dans le cas où deux « flints » sont utilisés le rayon de lumière polarisée est divisé dans un prisme biréfringent ou un prisme de Wollaston en deux rayons polarisés orthogonalement. Le rayon lumineux peut être transmis soit par un guide en fibre optique monomode ou à travers l'air et il est concentré sur le « flint » près du conducteur HT et ce rayon est renvoyé sur des photodétecteurs. L'utilisation d'une fibre multimode nécessite une interface sous forme d'un polarisateur placé entre la fibre et le flint pour le rayon incident et un dépolarisateur pour le rayon réfléchi. Les prototypes de tels dispositifs sont plus ou moins affectés par des champs magnétiques extérieurs ou les vibrations mécaniques, mais, dans la plupart des cas des précautions ont été prises pour minimiser les effets.

Ces types de capteurs de mesure de courant sont déterminés pour des valeurs nominales dans un domaine compris entre 220 kV et 1 200 kV. La puissance de sortie pour ces appareils est de l'ordre de 10 à 50 VA au courant nominal et peut atteindre 1 kW à la valeur assignée du courant de court-circuit. Dans le modèle britannique, le domaine de mesure 1 200 à 1, peut être obtenu avec une précision de  $\pm 3$  pour cent ( $\pm 1$  pour cent pour le domaine 120 à 1). Dans le modèle japonais, le même domaine est obtenu mais avec une précision moins grande (10 pour cent). Les autres types ont en général des domaines de mesure plus faible mais une très bonne précision particulièrement pour les fonctions de mesure. La bande passante s'étend du courant continu jusqu'à 2 MHz.

## 2. PASSIVE SYSTEMS

The great potential advantage of that systems is that they are based on passive optical effects or on microwave (m.w.) modulation by magnetic field, both of which do not require power supplies at HV conductors. The signal transmission from ground potential to interrogate a passive transducer attached to the HV conductor can be through the atmosphere or through a protected propagation path.

The transmission through atmosphere does not require an expensive insulation but with this method the possibility of spurious signal interruption exists, leading to doubts as to its suitability for long-term, high reliability applications, such as primary system protection. In practice a complicated structure is required at ground level to ensure long term consistent and exact operation. In addition a number of problems related to complexities in making a reliable signal source, structures insensitive to mechanical vibrations and any other changes in mechanical attachments, even those due to temperature variations, etc., lead to excessive cost. However, the current-measuring sensors employing free path methods can be made suitable for diagnostic purpose of current measurements in laboratories and for system testing.

The enclosed propagation path for the interrogating signal may take the form of an air space, a transparent rod, or an optical fibre, contained within an HV insulator. This increases the cost of the sensor but it makes the system more reliable.

The main characteristics of the passive systems based on the Faraday Magneto-Optical Effect, Hall Effect microwave modulation methods and hybrid transformers with flux compensation which were developed in various countries are described in the following sections.

### 2.1. Current-Sensors Based on the Faraday Magneto-Optical Effect.

These current-sensors use the principle of the Faraday Magneto-Optical Effect (see Appendix A) in which the direction of polarization is rotated by passing a linearly polarized light through a medium under the influence of a magnetic field. The angle through which the direction is rotated depends on the path length within the medium and on the strength of the field component which lay along the direction of propagation.

Appendix B describes available optical materials providing the Faraday effect large enough to be considered for the measurement of magnetic fields, i.e., primary currents.

The non-conventional current-sensors based on the detection systems of the angular rotation of the plane of polarization made in various countries are described in Appendix C. These current measuring sensors use one (or two) "flint-glass" prism which, generally, is impinged by a beam of polarized light. This light is provided by an incandescent lamp, electroluminescent (Ge As) diodes, or by He-Ne laser. In cases where two flints are used the polarized light beam is split in a bi-refracting prism or Wollaston prism into two orthogonal polarized beams.

The light beam could be transmitted either by a mono-mode fibre-optical guide or through the air and is collimated on the flint at HV conductor and returning beam in the photodetector. When the use of a multi-mode fibre is made an interface must be provided in the form of a polarizer between the fibre and the flint for the impinging light and a depolarizer for the returning light beam. Some prototype models are more or less affected by external magnetic fields or mechanical vibrations, but for most designs precautions were taken to minimise these problems.

These types of current measuring sensors are designed for the rated transmission voltage range from 220 kV to 1 200 kV. The output for some units is claimed to be in the order of 10 to 50 VA at the rated current and can be as high as 1 kW at the rated short-circuit current. In the United Kingdom system, the dynamic range of 1 200 : 1 may be obtained with  $\pm 3$  percent accuracy (1 percent accuracy is obtained up to 120 : 1 dynamic range). In the Japanese system, the same dynamic range is obtained but with less accuracy (10 percent). Other types have a lower dynamic range but higher accuracy particularly for the measuring functions. The bandwidth varies from d.c. to 2 MHz.

## 2.2. Capteurs de courant à modulation de micro-onde

Tenant compte du fait que les micro-ondes peuvent être modulées par un champ magnétique, elles sont utilisables pour la mesure du courant sur les conducteurs HT. Cette méthode a l'avantage de voir les micro-ondes transmises soit à travers l'air et ainsi ne nécessite aucune isolation entre le conducteur HT et le potentiel de la terre, soit à travers un guide d'onde diélectrique. Deux capteurs différents, utilisant cette méthode, ont été développés l'un au Japon l'autre en Belgique.

Une comparaison valable de ces deux projets est difficile à établir parce que le projet belge a été construit et qu'un appareil complet a été essayé sur le réseau belge à 150 kV, alors qu'il y a une lacune considérable dans les informations sur le prototype japonais. Malgré tout, la description et les informations données dans ce rapport sont utiles pour établir une comparaison entre les capteurs de courant à micro-onde et ceux à effet magnéto optique Faraday.

## 2.3. Principales caractéristiques du prototype belge

Ce prototype a été installé depuis une année pour des essais sur le réseau belge à 100 kV. Ses caractéristiques sont :

- (i) Transmission par micro-onde à 9,375 GHz à travers un guide d'ondes diélectrique en polyéthylène.
- (ii) Générateur micro-onde à diode de Gunn avec puissance de sortie de 10 mW.
- (iii) Puissance de commande pour un changement de phase maximum du modulateur à ferrite 35 VA.
- (iv) Précision : 0,5 pour cent jusqu'à 2 fois le courant pour un domaine de température de  $-40^{\circ}$  à  $+50^{\circ}$  C.
- (v) Dynamique : de 0,1 à 50 fois le courant nominal.
- (vi) Largeur de bande : 0,1 Hz à 2 kHz.
- (vii) Temps de montée : inférieur à 200  $\mu$ s.
- (viii) Rapport signal-bruit : meilleur que 35 dB à 0,05 fois le courant.
- (ix) Expérience : plus de 20 000 heures de service ininterrompu.
- (x) MTBF : 100 000 heures avec une fréquence de maintenance de 6 mois.

## 2.4. Capteurs de courant basés sur l'effet Hall

Au Japon un transformateur de courant non classique utilisant l'effet Hall avec une sortie numérique (digitale) a été développé. Le principe de ce capteur est présenté graphiquement ci-après. Il peut être utilisé avec une sortie simple, sous forme numérique pour un courant triphasé. L'élément de conversion numérique est le multiplexeur et le détecteur est un élément Hall à grande sensibilité avec les caractéristiques suivantes :

- a) Matériaux : *n*-type GaAs avec purification par accélérateur à ion.
- b) Sensibilité :  $350 \text{ V A}^{-1} \text{ T}^{-1}$ .
- c) Caractéristiques thermiques : 0,04 pour cent/ $^{\circ}$ C.

Les caractéristiques globales du système sont :

- (i) courant primaire nominal permanent : 3 000 A.
- (ii) domaine de variation du courant primaire pour la précision déclarée 200 à 3 000 A.
- (iii) erreur sur le rapport : 0,5 pour cent (max.).
- (iv) erreur d'angle :  $-3,5$  minutes (max.).
- (v) erreur sur le rapport pour un domaine de courant de 3 000 à 50 000 A :  $-0,37$  pour cent.
- (vi) courant maximal de court-circuit : 50 kA.
- (vii) forme du signal de sortie : code binaire digital (code avec séries de 12 bits et intervalle d'échantillonnage de 1 ms).

## 2.2. Current-Sensors Using the Microwaves Modulation Method

In view of the fact that microwaves can be modulated by magnetic fields they may be used for current measurements on HV conductors. The method has the advantage in that the microwaves can be transmitted through air and thus no insulation is required between the HV conductor and ground potential, or through dielectric wave-guides. Using this method two different current-sensors have been designed, one in Japan and the other in Belgium.

A valid comparison of the two projects is difficult to establish because the Belgian project has been constructed and a complete prototype unit was tested on the Belgian 150 kV network but there is a considerable lack of information about the Japanese project. Nevertheless, the description and characteristics given in this Report are useful to establish a comparison between the m.w. type current-sensors and those using the Faraday magneto-optical effect.

## 2.3. Principal Characteristics of the Belgian Prototype Unit

This prototype unit had been installed for one year for system trials on the Belgian 150 kV network. Its characteristics are :

- (i) Microwave transmission at 9.375 GHz through polyethylene dielectric wave-guides.
- (ii) m.w. generator - Gunn diode with output power of 10 mW.
- (iii) Control power of the ferrite modulator for the maximum phase shift: 35 VA.
- (iv) Accuracy : 0.5 percent up to 2 p.u. current for temperature range of  $-40^{\circ}$  à  $+50^{\circ}$  °C.
- (v) Dynamic range : 0.1 à 50 p.u. of current.
- (vi) Frequency range : 0.1 Hz to 2 kHz.
- (vii) Rise time : less than 200  $\mu$ sec.
- (viii) Signal-to-noise ratio : better than 35 dB à 0.05 p.u. of current.
- (ix) Experience : more than 20,000 hours of uninterrupted operation.
- (x) MTBF : 100,000 hours with 6-monthly maintenance periods.

## 2.4. Current-Sensors Based on Hall Effect

In Japan a non-conventional current transformer using a Hall effect sensor with a digital output has been developed. The outline of this sensor is shown diagrammatically below. It can be used as a single output, in a digital form, for a 3 phase current. The digital conversion element is the multiplexer and the detector is a high sensitivity Hall element with the following performance characteristics :

- a) Material : n-type GaAs with carrier impurity rejection by means of an ion-accelerator.
- b) Sensitivity :  $350 \text{ V A}^{-1} \text{ T}^{-1}$
- c) Thermal characteristics : 0.04 per cent/°C.

The overall characteristics of the system are :

- (i) Continuous rated primary current : 3 000 A r.m.s.
- (ii) Range of primary current for the declared accuracy : 200 to 3 000 A r.m.s.
- (iii) Ratio error : 0.5 percent (max.).
- (iv) Phase error : - 3.5 minutes (max.).
- (v) Ratio error for the current range of 3 000 to 50 000 A : - 0.37 percent.
- (vi) Maximum short circuit current : 50 kA.
- (vii) Form of output signal : digital binary code (12 bit series code with sampling interval of 1.0 ms.).

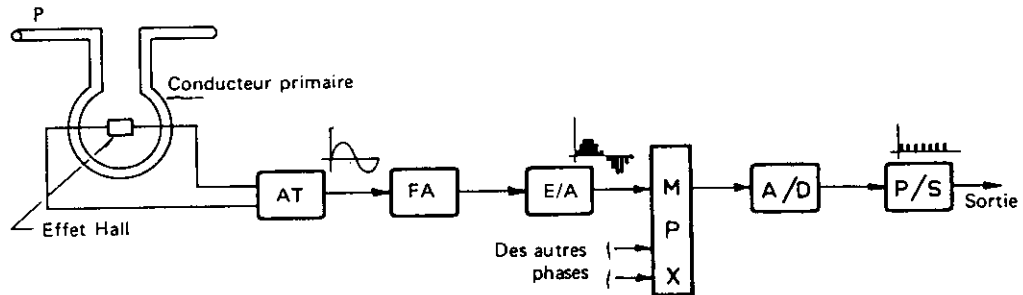


FIG. 1 - Composition d'un capteur de courant basé sur effet Hall.

- AT : Amplificateur en tampon
- FA : Filtre analogique.
- E/A : Echantillonneur et amplificateur.
- MPX : Multiplexeur.
- A/D : Convertisseur analogique numérique.
- P/S : Convertisseur série parallèle.

### 2.5. Transformateur à compensation de flux

En 1943 [1], un circuit utilisant un amplificateur a été proposé pour compenser la charge afin de réduire la tension induite dans l'enroulement secondaire. Un troisième enroulement est prévu (Fig. 2). L'enroulement détecteur est connecté aux bornes d'entrée d'un amplificateur à fort gain dont la sortie alimente la charge en série avec l'enroulement secondaire  $S_2$ .

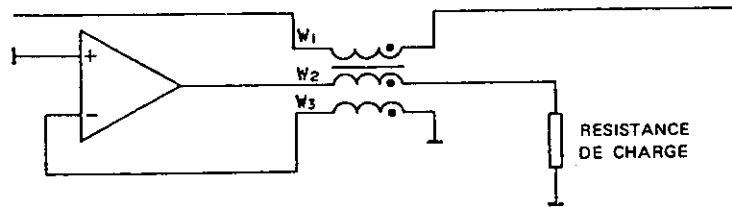


FIG. 2

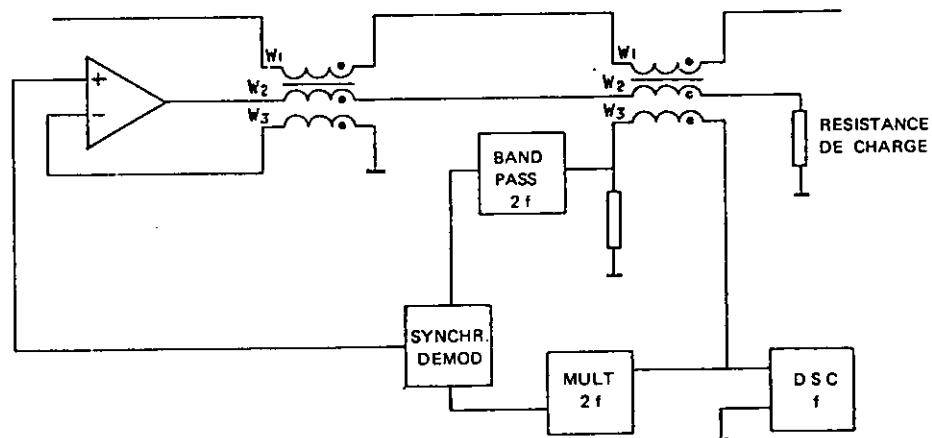
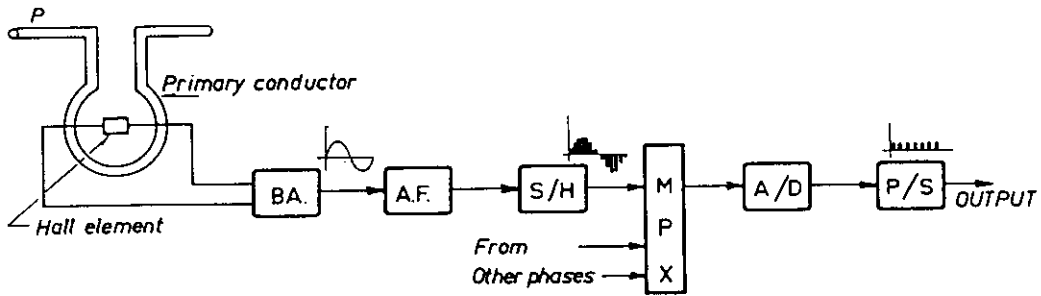


FIG. 3

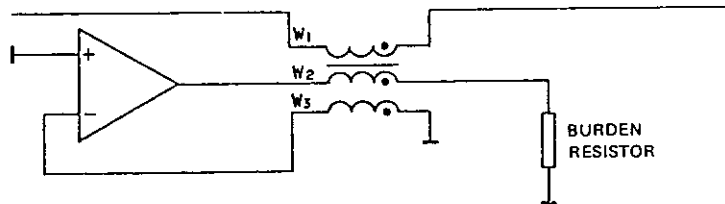
FIG. 2-3 - Principe de fonctionnement et schéma d'un transformateur de courant à flux nul.



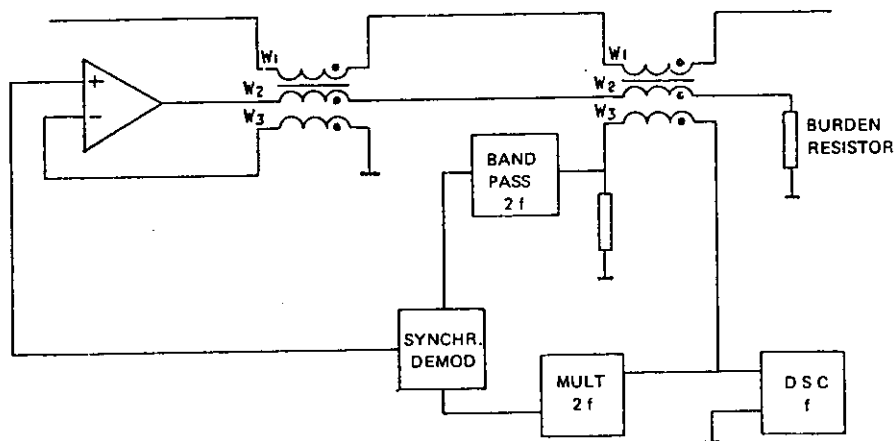
**FIG. 1 - Arrangement of current-sensor based on Hall effect**  
 BA : Buffer amplifier  
 AF : Analogue filter  
 S/H : Sample Hold  
 MPX : Multiplexer  
 A/D : Analogue to digital converter  
 P/S : Parallel/series converter.

**2.5. Zero-Flux Current Transformer**

In 1943 [Ref. 1] there is a description of a circuit using an amplifier to drive the load in order to reduce the voltage induced in the secondary winding. A third winding is provided (see Fig. 2). This sensing winding is connected to the input terminals of high-gain amplifier, the output of which supplies the load via the secondary winding W2.



**FIG. 2**



**FIG. 3**

**FIG. 2-3 - Operating principle and block diagram of a zero-flux current Transformer.**

Toute variation dans le flux magnétique provoquera une variation dans le courant de sortie de l'amplificateur tendant à compenser la variation d'origine du flux. compte tenu du gain « infini » de l'amplificateur, et en négligeant les dépassements transitoires de tension aucune tension ne sera induite dans l'enroulement détecteur, ce qui implique qu'aucune variation de flux n'apparaîtra. La f.m.m. produite par l'enroulement primaire sera totalement compensée par la f.m.m. engendrée par le courant secondaire traversant l'enroulement secondaire. De ce fait, le courant secondaire sera une image parfaite du courant primaire.

En pratique, les tensions transitoires et le gain limité de la boucle de réaction exigent une faible tension induite dans l'enroulement détecteur et de là un accroissement progressif du flux.

Pour stabiliser le flux à valeur nulle, on utilise un second tore (Fig. 3) identique au premier. Ce tore fonctionne comme un modulateur d'harmonique deux qui est sensibilisé par un déséquilibre entre les f.m.m. primaire et secondaire. Tout déséquilibre engendre une tension à la sortie du modulateur ayant un signe et une amplitude tels et alimentant l'amplificateur d'une manière telle que l'équilibre des flux est restauré. A la place du modulateur magnétique, une cellule à effet Hall pourrait être utilisée pour détecter tout flux résiduel dans le circuit magnétique du premier tore.

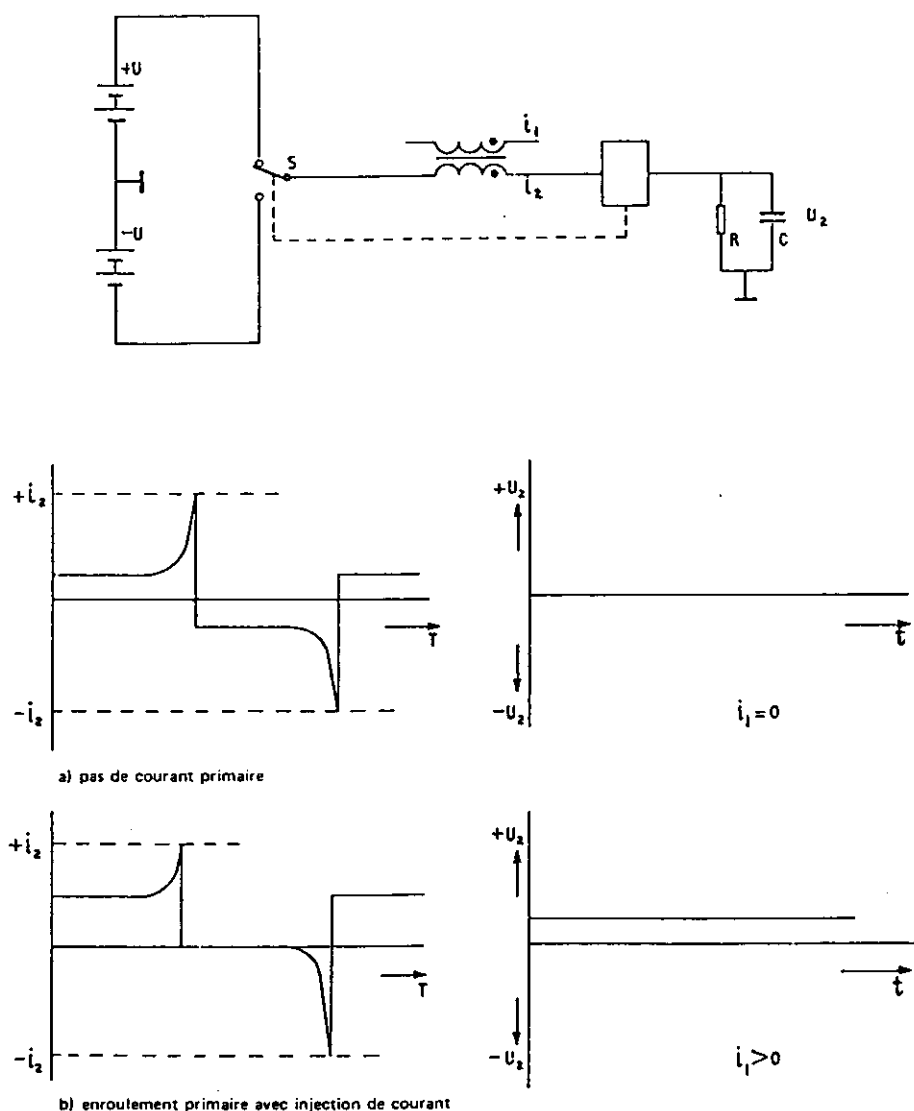


FIG. 4 - Circuit d'essai et oscillogrammes de courant et tension concernant la mesure de courants élevés. Méthodes maintenant en usage pour la mesure de courants résiduels dans les détecteurs de fuite.

Any change in the magnetic flux will cause a change in the output of the amplifier tending to compensate the original flux deviation. Assuming an infinite gain for the amplifier, and neglecting offset voltages, no voltage will be induced in the sensing winding, which means that no flux variation will occur. The m.m.f. produced by the primary winding will be completely balanced by the m.m.f. produced by the current through the secondary winding. Therefore the secondary current will be a perfect image of the primary current.

In practice, offset voltages and limited gain in the feedback loop require a small induced voltage in the sensing winding, and hence a gradual increase of the flux.

To stabilize the flux at zero level a second toroid (see Fig. 3) is used being identical to the first one. This core operates as a second-harmonic modulator that senses any unbalance between primary and secondary m.m.f. Any unbalance results in an output voltage of the modulator having such sign and magnitude, and controlling the amplifier in such a way that a perfect m.m.f. balance is restored. Instead of the magnetic modulator a Hall probe may be used which can detect any residual flux in the core of the first toroid.

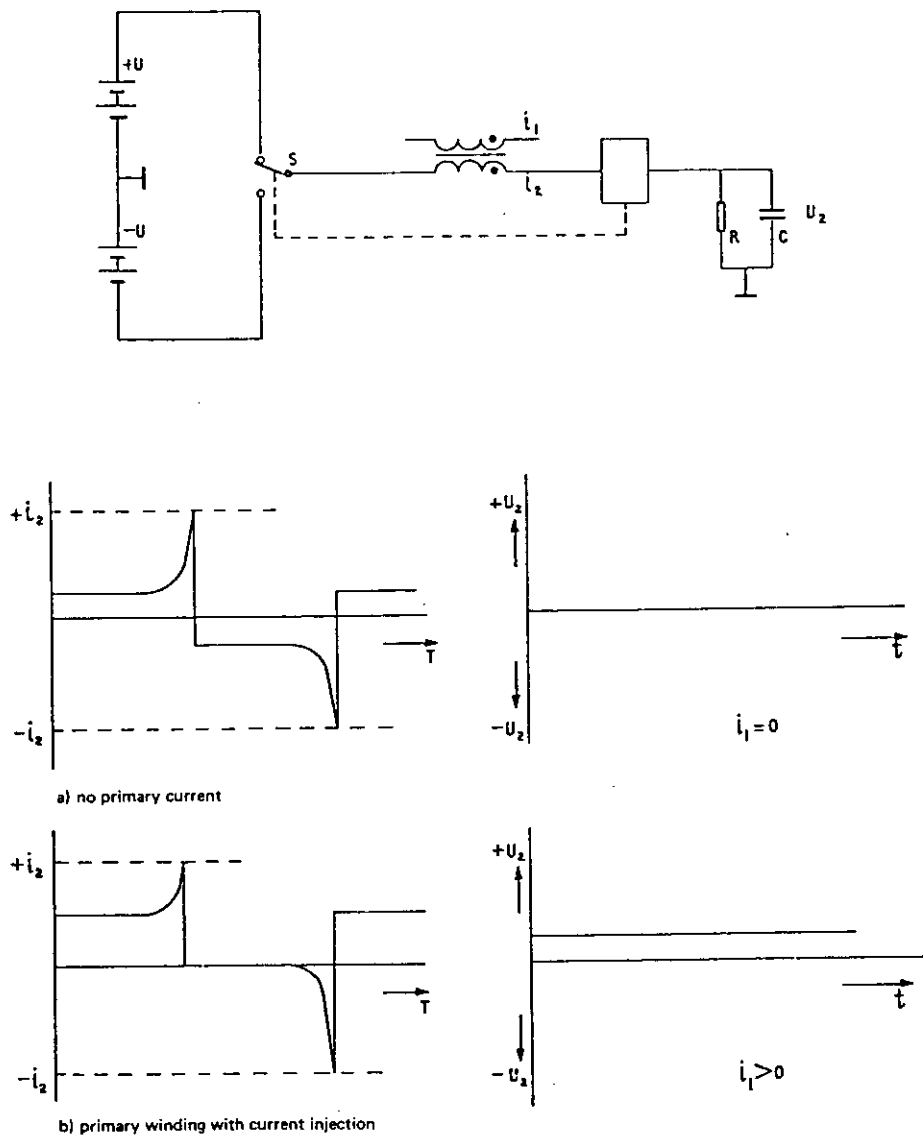


FIG. 4 - Test circuit and current and voltage oscillogrammes related to the measuring of high currents. Methods now in use for measuring residual currents in leakage detectors.

### 3. SYSTÈMES ACTIFS

Il y a deux systèmes actifs en ce qui concerne les moyens de transmission des signaux du conducteur HT au potentiel du sol. Les systèmes par liaison radio et les systèmes optiques qui utilisent des fibres optiques comme moyen de transmission. Un schéma représentant ces deux systèmes est présenté dans la figure 5 où une chambre cylindrique fermée par des coupôles sphériques protège un convertisseur de courant, un transmetteur, une double source auxiliaire et un équipement auxiliaire. Le cylindre et ses coupôles servent de « repoussée » pour les effets de couronne et d'écran électromagnétique et électrostatique pour protéger les équipements électroniques placés à l'intérieur.

Un convertisseur de courant fournit à un transmetteur une tension modulée proportionnelle soit à la dérivée, soit à l'amplitude du courant primaire. Dans les systèmes à liaison radio le signal modulé est transmis directement au récepteur au potentiel du sol, alors que dans les systèmes optiques, le transmetteur pilote les diodes électroluminescentes et les impulsions de lumière modulée transmises au récepteur à travers une fibre optique; dans ce récepteur l'image du courant HT est reproduite et convenablement amplifiée pour satisfaire les prescriptions requises pour la mesure et la protection. Pour cela divers types de convertisseurs de courant, de méthode de modulation et de source auxiliaires ont été utilisés. Ces méthodes, leurs avantages et inconvénients sont décrits et discutés en particulier en fonction de leurs effets sur la précision, la sécurité et la fiabilité des systèmes.

#### 3.1. Systèmes de liaison radio

Ces systèmes utilisent des transmetteurs miniatures d'onde métrique VHF ou décimétrique UHF pour la transmission au récepteur au sol de la valeur instantanée des courants de ligne avec une bonne précision ( $\pm 1$  pourcent) et une bonne réponse. Cependant, la fiabilité et la fidélité est douteuse pour des transmetteurs VHF fonctionnant dans des postes avec des conditions d'environnement tels que, bruits dus à l'effet de couronne, surtensions de manœuvre, ouverture et fermeture de sectionneurs associés avec des variations des conditions climatiques. Le « chevauchement » de plus d'une centaine de liaisons radio dans les postes HT et l'allocation de fréquence créeront des problèmes dans le futur.

Les liaisons peuvent être aussi perturbées d'une manière extérieure et étrangère (p.e. feuilles, oiseaux) et le signal reçu doit être filtré pour éliminer toutes les perturbations par ces sources de bruit.

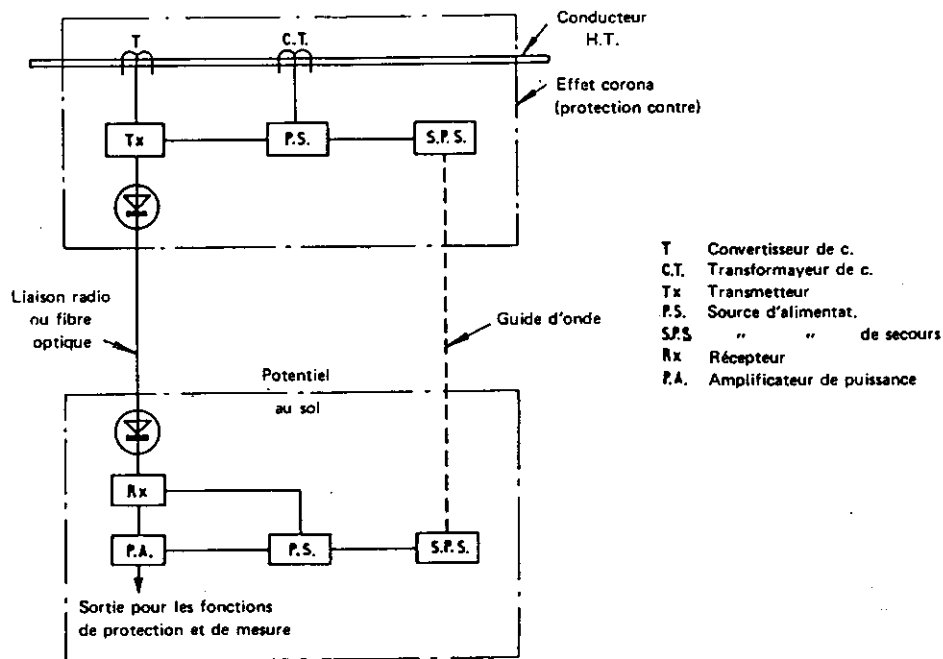


FIG. 5. - Schéma d'un système actif

### 3. ACTIVE SYSTEMS

In terms of a medium for transmission of signals from HV conductors to ground potential there are two active systems : radio-link systems and optical systems in which fibre-optical guides are used as a transmission link. A block diagram representing both these systems is shown in Figure 5 where a cylindrical chamber with end caps accomodates a current-transducer, transmitter, dual power supplies and ancillary equipment. The cylinder with end caps serves as a corona shield for the entire assembly and provides an electromagnetic-electrostatic screen for the electronic equipment contained inside.

A current-transducer provides a modulation voltage proportional either to the rate of change or magnitude of the line current to a transmitter. In radio-link systems the modulated signals are transmitted directly to the receiver at the ground potential while in the optical systems the transmitter drives light emitting diodes and the modulated light pulses are transmitted through fibre-optical guides to the receiver where the replica of the HV conductor current is reproduced and suitably amplified to meet the requirements of protection and measurement functions. To meet these requirements various types of current-transducers, modulation methods and power supplies are being used. These methods are described and the advantages and shortcomings are discussed; particularly in relation to the accuracy, security and reliability of the developed systems.

#### 3.1. Radio-Link Systems

By using V.H.F. or U.H.F. miniature transmitters, transmission of an instantaneous value of line current with a good accuracy ( $\pm 1$  percent) and response can be transmitted to receivers on the ground. However, consistant reliable performance is doubtful for V.H.F. transmitters operating in HV substations environmental conditions such as corona noise, switching surges, closure and opening of isolators associated with variations in weather conditions. The « cross-talk » of more than a hundred radio-links in an HV substation and allocation of frequency create further problems.

The transmission link may also be disturbed by a foreign matter (e.g. leaves, birds) and the signal received may have to be filtered to avoid any interference caused by stray sources.

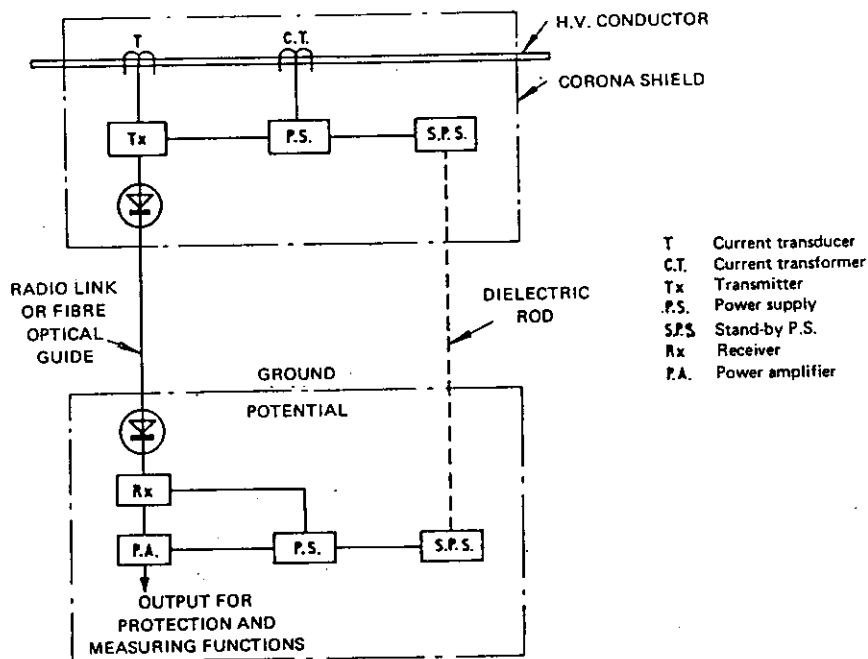


FIG. 5. - Block diagram of an active system

### 3.2. Convertisseurs de courant

Dans les systèmes actifs, les convertisseurs de courant sont une petite mais très importante partie du système complet. Leur conception doit être telle que les erreurs en régimes établi et transitoire soient négligeables de façon à satisfaire les prescriptions générales pour la précision du système. Il y a plusieurs méthodes pour obtenir des signaux du conducteur HT servant à la modulation de lumière à transmettre au potentiel du sol. Chaque méthode a ses avantages et ses limitations, quatre méthodes ont été utilisées et elles sont : transformateurs de courant à tores magnétiques sans entrefer, transformateurs de courant avec tores magnétiques avec entrefer réparti, inductance mutuelle, et shunts non inductifs. Mais tous sauf les shunts sont montés autour du conducteur HT ; les shunts sont insérés en série avec le conducteur.

#### 3.2.1. Transformateurs de courant électromagnétiques sans entrefer

Cette méthode pour obtenir un signal représentant le courant offre une grande possibilité de puissance de sortie, aucune maintenance de la fiabilité et comparativement un faible coût. Le principal inconvénient est le défaut total de précision nécessaire pour la protection à grande vitesse dans la transmission pendant les régimes transitoires et, particulièrement, pour les fortes valeurs de courant primaire et les hauts rapports L/R.

Un transformateur de courant sans entrefer, ayant une réponse linéaire, a ses caractéristiques sérieusement affectées par la saturation et, de ce fait, peut avoir un effet déplorable sur les relais de protection vis-à-vis du temps de fonctionnement ou du risque de fonctionnement à tort. La saturation peut être causée soit par les forts courants asymétriques, soit par les flux rémanents, soit par les champs magnétiques perturbateurs dus aux forts courants dans les conducteurs voisins. L'accroissement de la section du tore ou l'utilisation d'entrefer dans les circuits magnétiques sont des moyens efficaces pour éviter la saturation ou réduire le flux rémanent.

#### 3.2.2. Transformateurs de courant magnétiques à entrefer réparti

La précision des transformateurs magnétiques est une fonction de l'inductance magnétisante et de la résistance totale du circuit c'est-à-dire une fonction de L/R. Le L/R du convertisseur et le L/R du système primaire déterminent la réponse transitoire globale et l'erreur d'angle en régime établi de ce convertisseur de courant. Afin de reproduire le plus fidèlement possible le courant primaire dans la condition la plus mauvaise d'asymétrie, un des critères de ce convertisseur doit être L/R plus grand que le L/R du réseau primaire.

Un transformateur à entrefer réparti ne présente pas plus de difficultés à construire qu'un transformateur sans entrefer et présente comme avantage une réduction considérable de la rémanence par la présence de l'entrefer. Cette réduction de la rémanence provoquera l'augmentation du courant magnétisant qui, pour les mêmes paramètres physiques, donnera une plus grande erreur de phase et une plus courte constance de temps que pour les transformateurs sans entrefer ; ceci est dû au fait que l'entrefer dans un circuit magnétique constitue la partie la plus importante de l'inductance de l'enroulement qui est réduite dans le rapport de  $\mu_g/\mu$  où  $\mu$  est la perméabilité du fer et  $\mu_g$  la perméabilité apparente de l'entrefer.

Profitant de la réduction de la rémanence, des transformateurs de courant à entrefers répartis ont été conçus pour satisfaire l'ensemble des prescriptions spécifiées pour les nouveaux capteurs de mesure de courant. Inévitablement, de telles conceptions augmentent les dimensions et par voie de conséquence l'enveloppe qui est placée sur les conducteurs HT. De ce fait ils ont été peu utilisés dans les prototypes.

#### 3.2.3. Convertisseurs sans fer

Dans les transformateurs classiques ou à entrefer réparti, l'intégration de la fonction dérivée est effectuée à l'intérieur du convertisseur par la présence du circuit magnétique en fer. Un transformateur sans fer c'est-à-dire un solénoïde réalisera la même fonction avec un réseau intégrateur. Ceci peut être effectué avec un enroulement de grande résistance et une capacité additionnelle connectée à ses bornes. Avec une telle combinaison la saturation du tore et la distorsion que l'on rencontre avec le transformateur classique sont supprimées et l'appareil fonctionne d'une manière linéaire.

### 3.2. Current-Transducers

*In active systems the current-transducers form a small but very important part of the whole system. Their design must be such that the steady-state and transient errors are negligible in order to meet the required overall system accuracy. There are a number of methods for derivation of current signals from an HV conductor for modulation of light to be transmitted to ground potential. With each method there are advantages and limitations encountered. Basically there are four methods which have been used and these are : iron-cored CT's, distributed air-gap CT's, toroids and non-inductive shunts. All but the shunts are mounted around the HV conductor and shunts are inserted in series with the conductor.*

#### 3.2.1. Iron-Cored Electromagnetic Current-Transformers

*The iron-cored CT method for deriving current signal offers high potential power output, no maintenance, reliability and comparatively low cost. The main disadvantage is the lack of adequate transformation accuracy during transient conditions to satisfy high-speed protection needs, particularly for high L/R ratio and high current values of the primary system.*

*An iron-cored CT being a non-linear device, its performance is seriously affected by saturation which may have a detrimental effect on the protective relays in respect of a delay in operation or maloperation. The saturation may be caused by either a combination of large offset of fault currents, remanent flux or stray magnetic fields due to large currents in adjacent conductors. Effective ways of preventing saturation or reducing the remanent flux are by increasing the area of the core, or by the use of air-gaps in the magnetic circuit.*

#### 3.2.2. Distributed Air-Gap Current-Transformers

*The accuracy of any iron transducer is a function of magnetising inductance and total circuit resistance i.e. a function of L/R of the transducer and L/R of the primary system determine the overall transient response and the steady-state phase angle error of the current-transducer. One of the design criteria of the current-transducer must therefore be such that its L/R is much greater than the primary system L/R in order to faithfully reproduce the primary current under worst off-set conditions.*

*A distributed air-gap CT, although constructionally more difficult than the conventional iron-cored CT, has an advantage in that the remanence is considerably reduced by the introduction of the air-gaps. This reduction in remanence is at the expense of the magnetising current which for the same physical parameters as iron-cored CT will result in a greater phase error and shorter time constant. This is brought about by the fact that air-gap in an iron circuit dominates the inductance of the coil which is reduced in the ratio of  $\mu_g/\mu$ , where  $\mu$  is the permeability of the iron and  $\mu_g$  the apparent permeability of the air-gap.*

*Taking the advantage of reduction in remanence, distributed air-gap current-transducers have been designed to satisfy overall specified requirements of novel current measuring sensors. inevitably such designs resulted in large physical sizes which consequently increase the housing to be located on the HV conductor and therefore have not been used in prototype units.*

#### 3.2.3. Air-Cored Transducer (ACT)

*In conventional iron-core CT's or DAG CT's the integrating function is built into the transducer by means of an iron-core. An air type CT i.e. toroid, would perform the same function with an integrating network. This can be achieved by having a winding of high resistance and an additional capacitor connected across the output terminals. With such an arrangement the core saturation and decrement distortion likely to be experienced with conventional transducers are overcome and the device operates in a linear manner.*

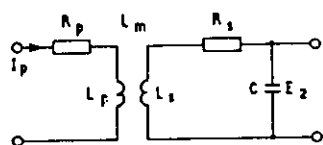


FIG. 6A

Circuit pour T.C. sans fer

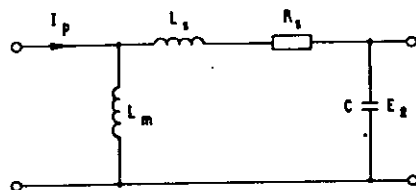


FIG. 6B

Diagramme simplifié de la fig. 2A

- $I_p$  Courant primaire
- $E_2$  Tension de sortie
- $R_p$  Résistance primaire
- $R_s$  Résistance secondaire
- $L_p$  Inductance primaire
- $L_s$  Inductance secondaire
- $L_m$  Inductance mutuelle primaire-secondaire
- $C$  Capacité d'intégration
- $I_p$  Courant primaire

FIG. 6. - Circuit de capteur de mesure de courant

Un schéma fonctionnel de cet appareil est présenté en figure 6 A et un circuit simplifié négligeant la résistance et l'induction primaire est présenté dans la figure 6 B. La tension de sortie de l'enroulement est liée au primaire par l'inductance mutuelle et la dérivée du courant primaire (c'est-à-dire  $E = M di/dt$ ). Il s'ensuit que l'intégrale de la tension secondaire sera un signal de tension proportionnel au courant primaire.

Dans les conditions de régime établi, la tension de sortie sera :

$$E_2 = \frac{-L_m I_p}{CR - j(\omega L_s C - 1/\omega)}$$

(pour la définition des symboles voir fig. 6)

De cette équation on voit que la tension de sortie décroît pour les valeurs basses et hautes de  $\omega$ . L'intervalle entre la basse et haute fréquence sera augmenté avec R, et la basse fréquence seule s'accroîtra avec C. Il est évident que cette réponse ne peut être étendue jusqu'au courant continu.

Dans les conditions de défauts ou pendant les manœuvres, les erreurs dans la réponse à la composante apériodique dépendent du L/R du système primaire et du circuit d'intégration du convertisseur; ces composants sont inclus dans le schéma équivalent de la figure 7 A et l'équation pour la réponse de ce circuit à une fonction unité est aussi donnée à la figure 7 B. La figure 7 B illustre la réponse obtenue pour  $T_2 = 30 T_1$  et l'erreur jusqu'à 100 ms pour une constante de temps primaire  $T_1 = 0,2$  s sera négligeable et au bout de 0,3 s l'erreur atteindra 1,7 pourcent.

Pour obtenir une grande précision, il est important d'avoir l'enroulement et le conducteur HT disposés concentriquement et l'enroulement peut être réalisé de telle sorte que le champ magnétique dû aux conducteurs voisins ne présente aucune influence sur la précision du convertisseur.

Par une conception adaptée de l'enroulement et un choix correct des valeurs de R et de C, ce dispositif a été adopté dans le système actif réalisé au Royaume-Uni pour des X/R du réseau primaire ayant des valeurs allant jusqu'à 100 et un courant de valeur instantanée de 160 kA. Les valeurs calculées des limites du domaine, pour un affaiblissement de -3 dB, sont 0,167 Hz et 55 kHz donnant à 50 Hz une erreur nulle et une erreur d'angle de -1,2'. A 7 kHz l'erreur de rapport est -0,067 pour cent et l'erreur d'angle de 7,6° soit un retard de 3  $\mu$ s.

### 3.2.4. Shunts non inductifs

Un shunt supprime tous les problèmes de saturation et de distorsion mais, sauf s'il est soigneusement conçu, il ne présentera pas une pleine indépendance vis-à-vis des courants dans les conducteurs voisins. Les types coaxial et à cage d'écureuil sont intrinsèquement supérieurs à toutes les autres formes et, avec ces types, le problème de perturbation est considérablement réduit en montant le shunt verticalement, les conducteurs de prise de tension aboutissant à des points internes des éléments résistants.

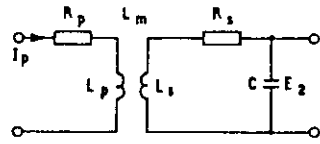


FIG. 6A  
CIRCUIT FOR AIR CORED C.T.

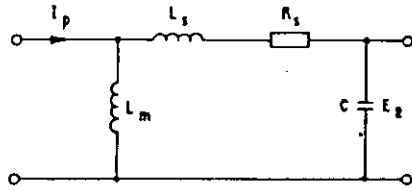


FIG. 6B  
SIMPLIFIED DIAG. OF FIG. 2A

- $I_p$  Primary current
- $E_2$  Output voltage
- $R_p$  Primary resistance
- $R_s$  Secondary resistance
- $L_p$  Primary inductance
- $L_s$  Secondary inductance
- $L_m$  Primary to secondary mutual inductance
- $C$  Integrating capacitance
- $I_p$  Primary current

FIG. 6. - Circuit for a current measuring sensor

A circuit diagram for the ACT is shown in Figure 6A and the simplified circuit neglecting primary resistance and inductance is shown in Figure 6B. The instantaneous output voltage from the coil is related to the primary to secondary mutual inductance and the differential of the primary current (i.e.  $E = M di/dt$ ). It follows that the integral of the secondary output will be a voltage signal proportional to the current.

Under steady-state conditions the ACT output voltage will be :

$$E_2 = \frac{-L_m I_p}{CR - j(\omega L_s C - 1/\omega)}$$

(For definition of symbols see Fig. 6)

From this equation it can be seen that the output voltage decreases at both low and high values of  $\omega$ . Both the low and high frequency roll-off will be extended with  $R$ , the low frequency only by increased  $C$ . It is also apparent that the response cannot extend to d.c.

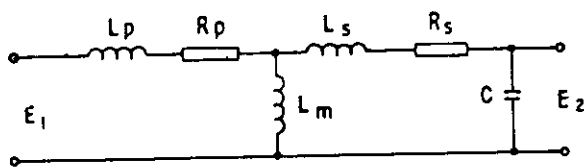
Under switching or primary fault conditions the errors in the response to the decaying d.c. component are dependent on the power system  $L/R$  and the ACT integrating circuit; these components are included in the equivalent circuit shown in Figure 7 B and the equation for the response of this circuit to an input step change is also given in Figure 7 B. Figure 7 B shows the response obtained for  $T_2 = 30 T_1$  from which it can be seen that the error in the response up to 100 ms. real time for the primary time constant  $T_1 = 0.2$  s. will be negligible and at about 0.3 s. real time the error will reach about 1.7 percent.

To obtain a high accuracy it is important to have the coil concentrically positioned on the HV conductor and the coil must be wound so that any magnetic field produced by current flowing in adjacent phases has no influence on the accuracy of the transducer.

With the right choice of the  $R$  and  $C$  values and careful design of the coil the ACT was adopted for the United Kingdom active system for the primary system  $X/R$  ratio values of up to 100 and the maximum current of 160 kA peak. Calculated values of roll-off points at -3 dB are 0.167 Hz and 55 kHz giving at 50 Hz amplitude error as zero and the phase error  $-1.2'$ . At 7 kHz the amplitude error is  $-0.067$  percent and phase error of  $7.6^\circ$  introducing a signal delay of 3  $\mu$ s.

### 3.2.4. Non-Inductive Shunts

A shunt overcomes problems of core saturation and decrement distortions but unless it is carefully designed it does not give a full freedom from pick-up due to high currents in adjacent conductors. The coaxial-tube type or coaxial-squirrel cage type shunts are inherently superior to all other forms and with these shunts the problem of interference is considerably reduced by mounting the shunt vertically, and the measuring leads being taken to internal points of the inner resistance elements.



$E_1$  - TENSION D'ENTREE  
(Autre référence  
comme Fig. 2)

FIG. 7 A. - Circuit équivalent pour convertisseur sans fer

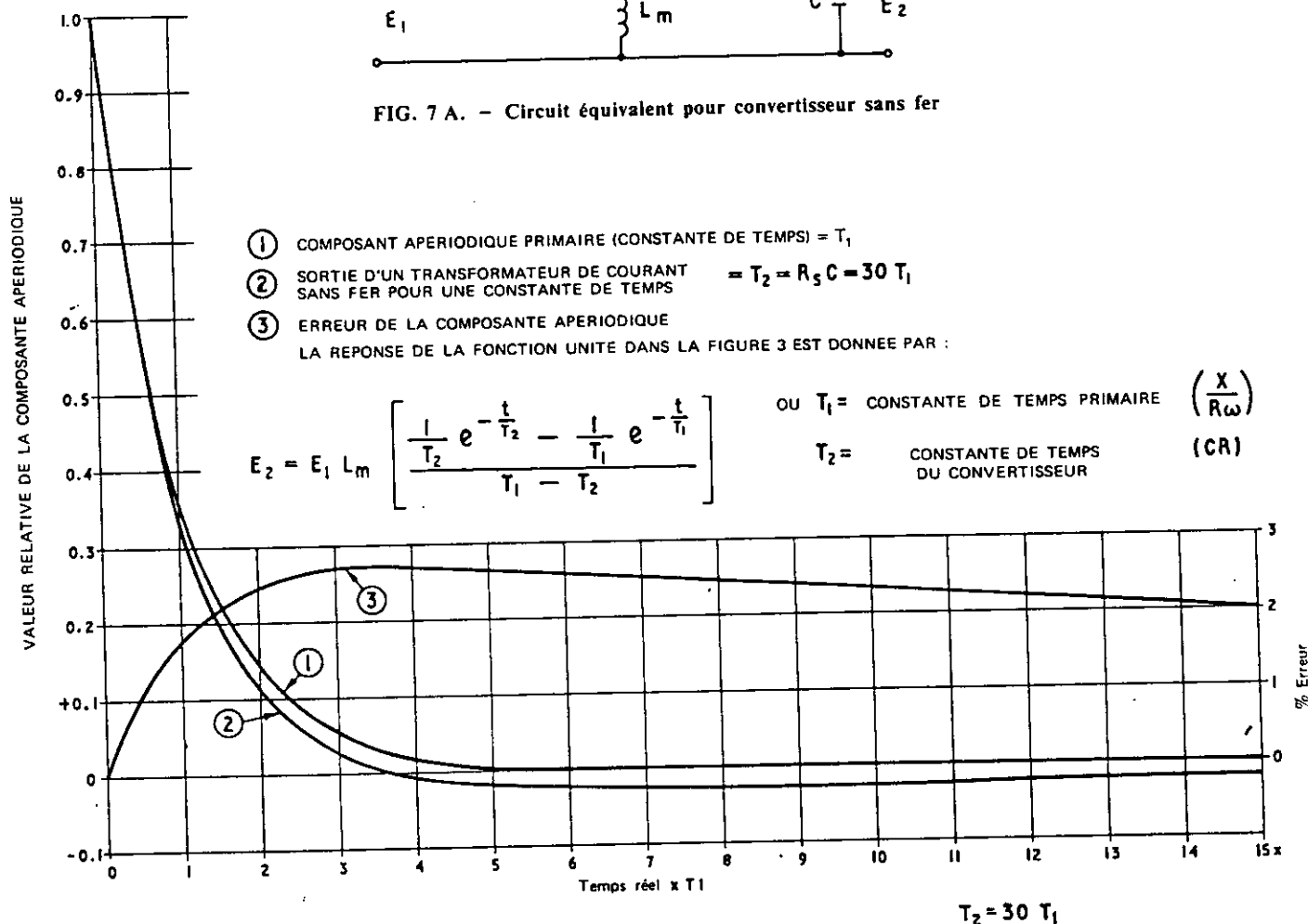


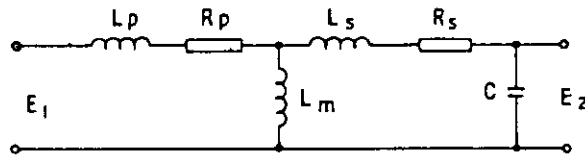
FIG. 7 B. - Réponse d'un convertisseur sans fer pour  $T_2 = 30 T_1$

Fondamentalement, la conception des shunts est dominée par le problème thermique et à partir de là, le volume des matériaux sera déterminé par l'énergie à dissiper dans le shunt au courant maximum de défaut. Un autre critère de détermination est l'élévation des températures admissibles pour que le transfert de chaleur à son environnement soit négligeable pendant la durée du défaut. Ce critère limite le choix des matériaux pouvant être utilisés et fait que le shunt doit avoir une taille importante.

Pour satisfaire les prescriptions en régime transitoire et pour une constante de temps équivalent d'environ  $5 \mu s$  le meilleur matériau serait peut être la Manganine avec un tubage coaxial en cuivre ou Eureka avec également tubage de cuivre ou barreau (1). Le coût d'un tel shunt a été estimé être d'environ 8 à 10 fois le coût d'un transformateur à entrefer réparti pour les mêmes caractéristiques en régime transitoire.

(1) En France, un shunt radial avec conducteur coaxial du type cage d'écureuil est utilisé. Il consiste en 6 barres et 2 disques et la distribution du courant dans les barres est assurée pendant la construction du conducteur. La conception est telle que le champ intérieur de la cage ne dépasse pas  $10^{-2} T$  pour le courant nominal de défaut asymétrique. L'équipement électronique est placé à l'intérieur de la cage et l'élévation maximale de température pour un courant de 2 000 A est de  $12^\circ C$ .

La résistance est de  $10 \mu ohms$  et la constante de temps mesurée du shunt radial est de  $10^{-4} \mu s$ . La tension de sortie est de 1V pour 100 kA.



$E_1$  - INPUT VOLTAGE  
(OTHERWISE NOTATION  
AS IN FIG. 2)

FIG. 7A. - Equivalent circuit for air cored transducer

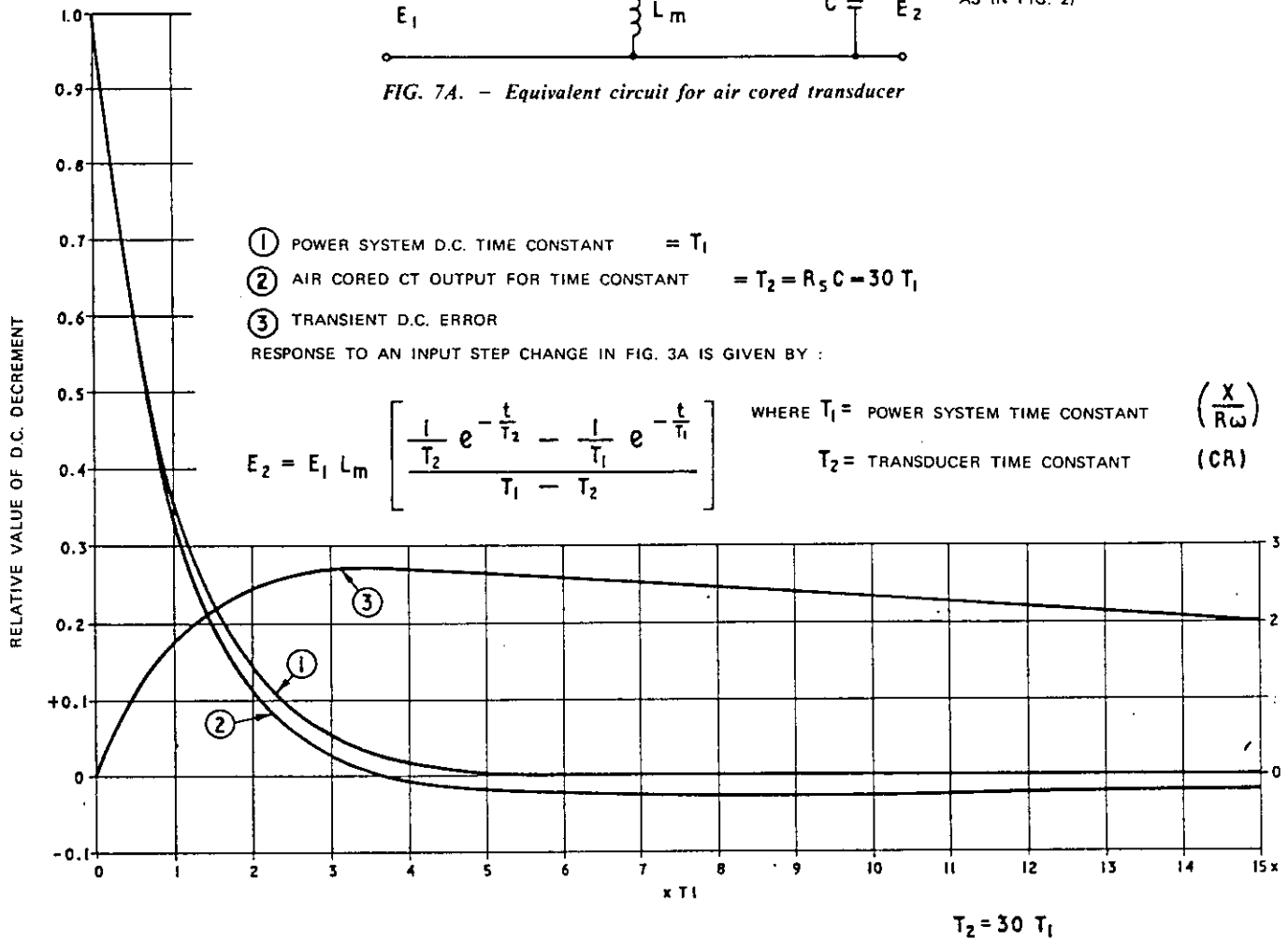


FIG. 7B. - Response of the air cored transducer for  $T_2 = 30 T_1$

Basically the design of shunts is governed by thermal mass, and hence the volume of the resistive material which is determined by the shunt energy at maximum fault current. A further design criterion is the permissible temperature rise, since the heat transfer to the surroundings during the fault duration is negligible. These criteria limit the choice of materials to be used and make the physical size of a shunt very large.

To satisfy transient requirements for an equivalent time constant of approximately  $5 \mu s$  perhaps the best materials are Manganin with copper coaxial tubing or Eureka with copper tubing or rods (1). The cost of such a shunt has been estimated to be about 8 to 10 times that of the cost of an air-cored transducer for the same transient performance requirements.

(1) In France a coaxial shunt of a squirrel cage type has been used. It consists of six bars and two discs and the uniform current distribution in the bars is ensured during manufacturing of the shunt. The design is such that the internal field in the cage does not exceed  $10^{-2} T$  for the rated asymmetrical fault current. The electronic equipment is located inside the cage and the maximum rise in temperature for 2,000 A r.m.s. is  $12^\circ C$ .

The resistance is  $10 \mu$  ohms and the measured time constant of the shunt is  $10^{-4} \mu s$ . The output voltage for 100 kA is 1 V.

### 3.2.5. Conclusion

Dans les systèmes actifs, il est essentiel de tolérer des variations dans les valeurs de composants dues aux variations de température. Ces variations et l'imprécision du convertisseur aussi bien que les autres parties du système doivent rester à l'intérieur des prescriptions concernant la précision de l'ensemble du système. Pour satisfaire de telles prescriptions, il apparaît que le convertisseur transformateur de courant du type linéaire est plus convenable et, parmi eux, du fait que les shunts sont plus chers et de plus grande dimension, le choix devrait être un transformateur de courant sans fer.

### 3.3. Méthode de modulation

Dans la conception des systèmes de mesure active, il est important d'adopter une technique de modulation convenable pour la transmission du signal. On doit utiliser de préférence la méthode de modulation donnant la meilleure performance au transmetteur, à la liaison, au récepteur et au système d'acquisition de données. Il y a diverses méthodes de modulation qui ont leurs avantages et leurs inconvénients pour ces systèmes. Elles sont groupées en trois principales catégories en fonction du type du signal :

- 1 - Méthodes de modulation continue
  - (a) Modulation d'amplitude (MA)
  - (b) Modulation de fréquence (MF)
  - (c) Modulation de phase ou phase modulée (PM).
- 2 - Méthode de modulation discrète
  - (a) Impulsion d'amplitude modulée (IAM)
  - (b) Impulsion de fréquence modulée (IFM)
  - (c) Impulsion de position modulée (IPM)
  - (d) Impulsion de largeur ou durée modulée (IDM)
  - (e) Impulsion/pause modulée (I/PM)
  - (f) Pause modulée (PM)
  - (g) Période de (temps) modulée (PTM)
- 3 - Méthodes de modulations numériques
  - (a) Modulations par impulsion codée (MIC)
  - (b) Modulation par impulsion/code différentielle (MICD)
  - (c) Modulation delta (MD)

Les méthodes de modulation continue sont principalement utilisées pour les signaux analogiques, alors que les méthodes de modulation discrète peuvent être utilisées aussi bien pour les signaux analogiques ou numériques. Lorsque les modulations numériques sont utilisées, le signal analogique est échantillonné et converti en forme numérique. Le signal numérique est ensuite modulé au moyen d'une des méthodes de modulation discrète énumérées ci-dessus. Par exemple, la représentation numérique peut être transmise comme un train d'impulsion selon la technique IAM où chaque impulsion peut prendre un des deux niveaux correspondants à la valeur logique 0 et 1. Du fait de la grande tolérance acceptable pour deux niveaux de modulation des impulsions, la modulation numérique est insensible au bruit, distortion de signal, et perturbations. Cependant, de grandes précautions doivent être prises dans la conception des appareils pour rendre les systèmes insensibles aux effets de perturbations provoquées par les manœuvres dans la station HT (ouverture, fermeture de disjoncteurs ou sectionneurs). La résolution exigée, associée au domaine dynamique très important demandera un taux d'impulsion très élevé.

Les principes des méthodes de modulation sont décrites dans l'annexe E de ce rapport où les avantages et les inconvénients sont discutés aussi, spécialement en fonction des nécessités imposées par la transmission par fibre optique. Les conclusions générales sont :

(a) Les méthodes de modulation continue n'apparaissent pas convenables pour les transmissions optiques car le besoin d'un signal moyen de haute valeur nécessite une dissipation thermique importante pour les émetteurs de lumière. Pour la même raison, les méthodes discrètes, IDM et I/PM, devraient être abandonnées. La méthode IAM devrait ultérieurement être rejetée puisque la liaison par fibre ne donne pas une précision suffisante en amplitude. En conséquence, quatre méthodes de modulation discrète par

### 3.2.5. Conclusion

*In active systems it is essential to allow for variations in component values due to changes in temperature. These variations and inaccuracy of the current transducer as well as in other parts of the system must be within the accuracy requirements of the whole system. To satisfy such requirements it is apparent that the linear type of current transducers, which include HF switching current sensors, are most suitable and because shunts are expensive and large in size the choice would be an aircored current transducer.*

### 3.3. Modulation Methods

*In the design of active measuring systems it is important to adopt a suitable modulation technique for the signal transmission. The modulation method giving the best performance of the transmitter, the transmission link, the receiver and the data acquisition system should be used. These are various modulation methods which have advantages and disadvantages for signal transmission in active measuring systems. These are grouped into three main categories in relation to the type of a signal to be used, although each individual method of modulation is based on a different principle, these are :*

- 1 - Continuous modulation methods :
  - (a) Amplitude modulation (AM)
  - (b) Frequency modulation (FM)
  - (c) Phase modulation (PM).
- 2 - Discrete modulation methods :
  - (a) Pulse amplitude modulation (PAM)
  - (b) Pulse frequency modulation (PFM)
  - (c) Pulse position modulation (PPM)
  - (d) Pulse duration modulation (PDM)
  - (e) Pulse/pause modulation (P/PM)
  - (f) Pause modulation (PIM)
  - (g) Period time modulation (PTM).
- 3 - Digital modulation methods :
  - (a) Pulse code modulation (PCM)
  - (b) Differential pulse code modulation (DPCM)
  - (c) Delta modulation (DM).

*The continuous modulation methods are mainly used for analogue signals while the discrete modulation methods can be used for both analogue and digital signals. When digital modulation is used, the analogue signal is sampled and converted to a digital form. The digital signal is then modulated by means of some of the discrete modulation methods listed above. For example, the digital representation can be transmitted as a pulse train according to the PAM - technique, where each pulse can take one of two states, corresponding to logic 0 and 1. Due to the great tolerance of the two state modulation of the pulses, digital modulation is insensitive to noise, signal distortion and intersymbol interference. However, great precautions must be taken in the design of the hardware to make the system immune to the effects of interference generated by the operation of HV systems (such as the opening and closure of circuit-breakers and isolators), to make these systems insensitive to such interference. The resolution required to cope with a very large dynamic range would demand a very high pulse rate.*

*The principle of the individual modulation methods are described in Appendix D to this report in which the advantages and shortcomings are also discussed, especially in relation to optical fibre communication needs. The overall conclusions are :*

- (a) Continuous modulation methods do not appear to be suitable for optical transmission because of the need of a high signal average value, which gives a high thermal dissipation of light emitters. For the same reason, the discrete methods PDM and P/PM should be avoided. Further the PAM method should be dismissed because the fibre link cannot give an accurate amplitude transmission. Consequently four discrete

impulsion apparaissent comme les plus convenables, ce sont : IFM-IPM-PM et PTM. Parmi ces méthodes IPM exige un système de transmission plus complexe car elle nécessite un signal de référence et PIM donne une précision plus faible à cause de l'influence de temps de montée et de descente des impulsions sur le modulation. En conséquence, PTM et IFM seraient les meilleurs choix pour les applications optiques. Si l'on tient compte que dans la méthode PTM le démodulateur présente de meilleures caractéristiques, le choix final sera probablement la méthode PTM.

(b) Si le domaine du signal est large, l'utilisation des techniques de compression avant modulation peut être valable. Cela donnera un signal plus uniforme vis-à-vis du rapport de bruit tout au long de ce domaine dynamique. Habituellement, on préfère une compression logarithmique, mais n'importe quelle autre fonction non linéaire peut être utilisée afin d'éviter la saturation des transmetteurs par la valeur élevée du signal de mesure.

(c) Dans un environnement troublé et lorsque les problèmes dus à la dérogation de l'impulsion dans les guides de lumière apparaissent, les méthodes de modulation numérique peuvent être utilisées. C'est seulement dans ce cas que la sortie peut être utilisée directement dans des systèmes avec ordinateur. Le choix de la méthode de modulation numérique dépend des propriétés du signal à transmettre. Pour les signaux avec bande passante étroite, la modulation delta, grâce à sa filerie très simple, est préférable. Pour les signaux ayant une bande passante plus large on utilisera la modulation à impulsion codée du fait de ses meilleures caractéristiques de fréquence. Si les échantillons successifs sont fortement corrélés les uns aux autres, la modulation par impulsion différentielle codée est meilleure et si le signal à une grande dynamique, les techniques de modulation adoptées ou de compression constituent habituellement un meilleur choix.

### 3.4. Guides en fibre optique et moyens d'interconnexion

Dans l'usage des guides en fibre optique comme moyens de transmission dans les capteurs de mesure de courant, on doit prendre en compte l'atténuation de la lumière, la longueur maximale utile, la tenue à la tension, la perte dans les joints, la méthode d'installation des guides à l'intérieur des isolateurs et à l'intérieur du poste.

Les facteurs affectant l'atténuation de la lumière transmise comprennent la pureté du verre, la liaison entre les fibres et l'uniformité entre le cœur intérieur et le revêtement extérieur de la fibre et le nombre de brins brisés. Une variation importante du facteur d'atténuation peut être constatée chez un même constructeur et encore plus grande chez différents constructeurs. Les pertes au joint peuvent varier de 2 à 6 dB par joint et l'extrémité du guide de lumière la plus proche des diodes émettrices de lumière peut ne recevoir qu'un sixième de la lumière totale.

La longueur maximale est déterminée par le rapport signal-bruit minimum permis, la sortie du transmetteur de lumière, le bruit du récepteur et les pertes du guide de lumière. Par exemple, dans un domaine de fréquence du système pour lequel le bruit à la sortie du récepteur ne dépasse pas 0,5 pour cent de F.L.C. (c.-à-d. rapport signal bruit de 46 dB) correspondant à 75,5 dB pour la variation totale du transmetteur et tenant compte de 13 dB de perte résultant des extrémités et de la perte de lumière issue de diodes émettrices, la longueur du guide sera limitée à 45 m pour des guides ayant des pertes de 1 dB par mètre et à 55 m pour ceux ayant des pertes de 0,8 dB par mètre. Ainsi, même avec la longueur limitée des guides, il est possible d'avoir une transmission de lumière modulée depuis les transmetteurs au potentiel HT jusqu'au récepteur situé dans des salles de relais dispersées dans le poste.

Pour une transmission à une salle de relais centralisés, il est nécessaire d'utiliser des fibres optiques ayant de meilleures performances. Actuellement, on trouve couramment disponibles des fibres de 5 à 10 dB/km. Par contre, avec une fibre optique ayant une atténuation de 10 dB par mètre pour une transmission de 0,9  $\mu\text{m}$  de longueur d'onde il serait nécessaire d'arrêter la transmission par fibre optique à la base de l'appareil.

L'expérience a prouvé que l'atténuation tend à être constante, seulement pour le même lot et pour les mêmes longueurs de guides. Ceci indique qu'une certaine sélection est désirable lorsque les longueurs requises dépasseront 30 mètres. Cependant, les dernières réalisations dans la technologie optique peuvent permettre l'utilisation de guides pour transmission directe de lumière modulée à une salle de relais centralisés, sans atténuation excessive, située à des distances de 600 m ou plus.

pulse modulation methods appear to be most suitable, namely PFM, PPM, PIM and PTM. Of these, PPM requires a more complex transmission arrangement because of the need for a reference signal and PIM gives a lower accuracy because of the influence of the rise and fall times of pulses on the modulation. Consequently, PTM and PFM should be the best choice for optical communication purposes. Since in the PTM method the demodulator offers better performance the final choice will probably be the PTM method.

(b) If the dynamic signal range is wide, some compression technique could be of use before the modulation is performed. This will give a more uniform signal to noise ratio over the full dynamic range. Usually, a logarithmic compression is preferable, but also other non-linear compression functions may be very useful to avoid transmitter saturation at high peaks of the measuring signal.

(c) In a noisy environment and when problems arise because of the pulse degradation in the light guides, digital modulation methods may be useful, which is also the case when the output can be used directly in computer systems. The choice of a digital modulation method depends on the properties of the signals to be transmitted. For signals with a small bandwidth, delta modulation is preferable because of simple circuitry. For signals with a wide bandwidth, pulse code modulation should be used because of the better frequency characteristics. If consecutive samples are strongly correlated to each other, differential pulse code modulation is more effective and if the signal possesses a wide dynamic range, some compression or adaptive modulation technique is usually the best choice.

### 3.4. Fibre-Optical Guides and Interconnection Links

In using fibre-optical guides as transmission links in the current measuring sensors consideration must be given to the light attenuation, maximum usable length, voltage withstand, joint losses, the method of installing the guides within the insulator housing, and in the substation compound.

Factors affecting the attenuation of the light transmitted include the purity of the glass, bonding between fibres and uniformity of the inner core and the outer cladding of the fibre, and the number of broken strands. Considerable variation in the attenuation factor of the light can be experienced from one manufacturer and much greater variations between manufacturers. Joint losses may vary from 2 to 6 dB per joint and the terminated end of the light guide in close proximity to the hemispherical L.E.D. may only receive one sixth of the total light.

The maximum fibre-optical guide length is determined by the minimum permissible signal-to-noise ratio, transmitter light output, receiver noise and light guide losses. For example, within the frequency range of the system for the noise output of the receiver not to exceed 0.5 per cent of FLC (i.e. 46 dB S/N ratio) corresponding to 75.5 dB at full transmitter deviations, and assuming 13 dB losses resulting from terminations and incomplete light collection from the transmitting LED, the length of the guide will be limited to 45 m for the losses in the guide at a rate of 1 dB/m, and to 55 m for the losses in the fibre-optical guides at the rate of 0.8 dB/m. Thus even with the limited length of the guide it is possible to have transmission of light pulses from the transmitters at HV conductors directly to the receivers located in the relay block houses dispersed on the HV substation. For transmission to a common relay room the fibre-optical guides with better performance characteristics would be required. Today, fibre-optical guides with 5 to 10 dB/km are commonly available. Conversely with fibre-optical guides having an attenuation of 10 dB/m for transmission at 0.9  $\mu\text{m}$  wave length it would be necessary to terminate fibre-optical guides at the base of the stack.

Experience has shown that the attenuation tends to be constant only for the same batch and of the same length of guides. This indicates that some form of selection is desirable where lengths in excess of 30 metres are required. However the latest improvements in optical technology may allow the use of fibre-optical guides for direct transmission of light pulses to a common relay room without excessive attenuation over distances up to 600 m or more.

Des précautions importantes doivent être prises dans l'installation de fibres optiques pour les protéger contre les dommages physiques pour la partie installée dans le poste. Une étanchéité convenable doit être réalisée, entre les extrémités de fibre et son environnement, pour la partie du guide immergée dans l'huile contenue dans l'isolateur. Les scellements, supérieurs et inférieurs, doivent résister à une pression résultant de la dilatation de l'huile et doivent être essayés à deux fois cette pression au moins qui, dans le cas d'une unité de 400 kV doit être au minimum de 2.5 bars afin d'éviter les pertes d'huile et/ou les contaminations.

Pour prévenir l'érosion des fibres, la partie du guide immergé dans l'huile doit être placée dans un champ électrique à gradient constant, c.-à-d. dans un isolateur unique; le fourreau doit être percé pour permettre la pénétration de l'huile pendant la fabrication. Pour éviter une dégradation à long terme de cette fibre, cette partie du guide doit être capable de résister aux ondes de chocs de foudre de 450 kV par mètre et la tension d'apparition de décharge partielle doit être plus élevée que la valeur nominale de l'onde de choc de foudre 1/50  $\mu$ s.

Si les fibres optiques sont limitées à la base de l'appareil, les signaux lumineux sont démodulés et amplifiés dans le récepteur et transmis par une liaison métallique aux amplificateurs de puissance dans la salle de relaying. Les types de liaisons communément employés sont des câbles coaxiaux et triaxiaux. L'écran extérieur d'un câble triaxial est normalement mis à la terre à chaque extrémité permettant ainsi un chemin de circulation pour le courant de mode commun réduisant de ce fait la tension induite sur le signal.

### **3.5. Source d'alimentation au potentiel HT**

Les systèmes actifs ont une particularité intrinsèque, en ce qu'ils nécessitent la présence d'une source d'alimentation pour les éléments électroniques au potentiel HT. Pour assurer cette alimentation dans toutes les conditions, deux sources indépendantes sont habituellement utilisées, l'une d'elles étant en secours.

Le temps de commutation d'une source à l'autre ne doit pas dépasser 2 ms, y compris le temps nécessaire pour atteindre la pleine puissance de sortie, au cas où l'une des sources serait défailante pendant plus de 5 ms.

Les parties suivantes décrivent les sources d'alimentation et une combinaison quelconque de deux d'entre elles peut être employée, l'une d'elles étant en réserve.

#### **3.5.1. Transformateur de courant conventionnel et transformateur de courant à entrefer réparti**

Un transformateur de courant classique utilisé comme source auxiliaire n'est pas une source souhaitable, car il ne peut fournir la pleine puissance dans le première 1/2 période à cause des effets de remanence. Ces effets étant considérablement réduits dans un transformateur de courant à entrefer réparti, ce type d'alimentation est certainement plus convenable.

Aucun de ces deux types ne seront capables de fournir de la puissance si la ligne est à vide et, de ce fait, ils doivent être de préférence utilisés comme alimentation de secours. Même dans ce cas la conception doit être telle que la puissance requise soit obtenue pour un courant primaire au moins égal à 5 pour cent du courant nominal.

#### **3.5.2. Système à air comprimé**

Ce système fonctionne avec un flux d'air qui actionne une turbine située au potentiel HT. Dans un tel système le rendement est faible et il est d'une conception difficile pour réaliser une ventilation convenable avec de l'air et pour éviter des fuites. Une protection spéciale et une alarme sont nécessaires pour rendre le système valable et d'un fort degré de fiabilité.

#### **3.5.3. Système moteur-générateur**

Ce système exige une isolation pour le transfert de puissance et crée des problèmes de maintenance. Il est préférable d'employer ce système lorsque l'on a besoin des sources puissantes.

The important factors in the installation of the optical guide are : to obtain adequate protection against physical damage for the section of the guide installed in the substation compound and the provisioned adequate sealing between the fibre ends and the enclosed oil space for the section of the guide immersed in oil. Both upper and lower seals are required to withstand a similar pressure resulting from the expansion of the oil and the seals should be tested to at least twice this pressure which in the case of a 400 kV unit should be a minimum of 2.5 bars in order to prevent oil loss and/or contamination.

To prevent erosion of the fibres, the section of the optical guide immersed in oil should be installed in a uniformly graded electric field i.e. in a single insulator unit, and the sheath should be perforated to ensure oil penetration during manufacture. To prevent long term degradation of the fibre this section of the optical-guide should be capable of withstanding a lightning impulse voltage of 450 kV/m and the partial discharge inception voltage should be higher than the value of the nominal 1/50  $\mu$ s lightning impulse test.

When the fibre-optical guides are terminated at the base of the stack the light signals are demodulated and amplified in the receiver unit and transmitted via metallic interconnecting links to the power amplifiers in the relay room. The type of links commonly used are coaxial or triaxial cables. The external screen of the triax-cable is normally earthed at both ends of the link thus providing a path for circulation of common mode current, which results in a reduction of a transverse voltage on the signal leads.

### 3.5. Power Supplies at the HV Conductor

Active systems have an inherent weakness in that there is a need to provide power supplies for electronic elements at the HV conductors. To ensure power supplies under all primary circuit conditions two independent sources usually are provided; one of them is also used as a standby power supply.

Minimum requirements for each source are that the "turn-on" time should not be greater than 2 ms including settling time to full output power and the changeover in the event of one source of supply failing should not exceed 5 ms.

The following sections describe the sources of power supplies and a combination of any two could be used with one of them as standby.

#### 3.5.1. Conventional CT's and DAG CT's

A conventional iron-core CT as a power supply is undesirable as it may not be possible to obtain full output in the first half cycle due to remanence effects. Since the remanence effects are considerably reduced in a DAG current-transformer this type of power supply is more suitable.

Both these types of power supplies will not provide power with an unloaded circuit and therefore preferably they should be used as a standby power supply. Even in this case the design should be such that full power is obtained at a minimum primary current of 5 per cent or less of the circuit current rating.

#### 3.5.2. Compressed Air System

This system depends on a mass of air flow which propels a generator at the HV conductor. With such a system the efficiency is low and there are complications in the design for provision of suitable ventilation, storage of air, filtering, and prevention of air leakage. A special protection and alarm system will be required to make the system engineering viable and of a high standard of reliability.

#### 3.5.3. Motor-Generator System

This system requires an insulating shaft for the transfer of power and creates maintenance problems. It is more likely to be used for the system where there are needs for large power requirements.

#### **3.5.4. Sources d'alimentation dérivées du potentiel de la ligne**

C'est un système simple où la puissance de l'alimentation est dérivée d'un petit diviseur capacitif aux bornes duquel est branché un transformateur d'alimentation. C'est le moyen le plus convenable dans les modèles où les transformateurs de courant et de tension sont montés dans le même isolateur. Il est relativement bon marché et d'une fiabilité équivalente à celle d'un diviseur capacitif. Aucune maintenance spéciale n'est exigée et cette méthode est la plus convenable comme source principale.

#### **3.5.5. Batteries d'accumulateur**

Les batteries au cadmium-nickel avec leur dispositif de charge sont quelquefois employées comme source de secours. De modèles généralement hermétiques, elles n'exigent aucune maintenance à l'exception d'une recharge lorsque la charge utile a été utilisée. Leurs principales caractéristiques sont :

- (i) Rechargeabilité;
- (ii) Potentiel de décharge relativement constant;
- (iii) Excellente conservation de la charge;
- (iv) Bonnes caractéristiques à basse et à haute température;
- (v) Construction robuste;
- (vi) Aucune adjonction d'électrolyte n'est nécessaire;
- (vii) Elles sont les mieux adaptées aux charges et décharges fréquentes.

Toutefois pour maintenir un haut degré de fiabilité, la conception de ces sources d'alimentation utilisant ces batteries amène les complications suivantes :

- a) La charge doit être maintenue à l'intérieur des tolérances très faibles (inférieures à 1 pour cent de la valeur nominale) et de préférence maintenue presque constante ou limitée à une valeur connue.
- b) Des événements ou des valves doivent être prévus pour permettre le dégagement des gaz générés pendant le cycle de charge.
- c) Pour maintenir une longue durée de vie à la batterie, il est essentiel d'avoir un cycle de charge et décharge complet (sinon la capacité de la batterie peut décroître à la moitié de sa valeur en moins de 4 ans).
- d) Pour augmenter la durée utile, il est nécessaire de conserver la batterie à basse température (quelques degrés au-dessus de 0 °C). Cependant, pour maintenir la capacité de la batterie il est nécessaire de conserver la batterie à température constante. Un prototype a été conçu avec une batterie placée dans un container et dans lequel la température n'a pas varié de  $\pm 10$  °C pour une température extérieure variant de - 20 à + 40 °C.

L'expérience avec l'utilisation de batteries au cadmium-nickel, dans les systèmes de protection du type statique, a démontré que, sauf si des précautions spéciales sont prises, les batteries ne sont pas fiables. Dans le cas de fonctionnement à tort d'une protection, et après examen, il a été constaté que 5 batteries de 12 V avaient des tensions de sortie faibles qui ne pouvaient être rétablies dans les conditions de charge. Ces batteries ayant été en service durant 8 ans ce cas a prouvé que ce type de batterie avait une « vie » limitée.

#### **3.5.6. Système à ultrason**

Ce système utilise des sources d'alimentation disponibles placées au potentiel de la terre pour alimenter un oscillateur qui pilote un convertisseur piezo-électrique de la fréquence de résonance fondamentale du système. Ce convertisseur (immergé dans l'huile au bas de l'isolateur) convertit l'énergie électrique en vibration mécanique d'un barreau de fibre de verre à une fréquence acoustique. L'énergie est transmise par le barreau au convertisseur qui transforme cette énergie reçue en énergie électrique au niveau du potentiel HT où un redresseur et un dispositif de stabilisation produisent l'alimentation en courant continu nécessaire à l'équipement électronique.

L'inclusion de convertisseurs dans l'huile de l'isolateur support supprime les problèmes d'herméticité à l'huile pour les barreaux de fibre de verre à la partie inférieure de l'isolateur, et pour diminuer les pertes excessives d'énergie dans les convertisseurs, ceux-ci sont enfermés dans des matériaux absorbant les sons. La fréquence de fonctionnement du système est de 24,5 kHz et le rendement global de l'entrée c.a à la sortie c.c est de 12 pour cent pour 150 mA par convertisseur à HT dans le domaine de tension de 12 à 18 V.

### 3.5.4. Power Supplies Derived from the Line Potential

*This is a simple system where the power supply is derived from a tapped capacitor shunted by a power supply transformer. It is most suitable in the cases where the voltage and current transformers are housed in one insulator unit. It is relatively inexpensive and equivalent in reliability to that of a capacitor divider. No special maintenance is required. This method is most suitable as a main power supply.*

### 3.5.5. Batteries

*Nickel-Cadmium batteries with trickle charge facilities are sometimes used as a standby power supply. These are usually hermetically sealed and require no maintenance except recharging when the useful charge has been exhausted. Their main characteristics are :*

- (i) Rechargeability.*
- (ii) Relatively constant discharge potential.*
- (iii) Excellent charge retention.*
- (iv) Good low temperature and high temperature characteristics.*
- (v) Rugged construction.*
- (vi) No electrolyte additions required.*
- (vii) They are most suited to frequent charge and discharge duties.*

*However, to maintain a high standard of reliability the design of the power supply system using such batteries becomes complicated due to the following :*

- a) Trickle charge must be controlled within small tolerances, say less than 1 per cent of the nominal rating, and preferably maintained almost constant or limited to a known value.*
- b) Vents or valves must be provided for excess gases generated during a charge cycle.*
- c) To maintain the long life of the battery it is essential to have a cycling full load discharge and charge. (Unless cycling loading is maintained the capacity of a battery may decrease to half its value or less within a period of say 4 years).*
- d) To increase the useful life it is necessary to keep the battery at low temperature (few degrees above 0 °C). However, to maintain the capacity of the battery it is necessary to keep the battery at a constant temperature. (A system has been designed where a battery is enclosed in a container in which the temperature does not vary more than  $\pm 10$  °C for the ambient temperature range of -20 to +40 °C).*

*However, experience with the use of the Nickel-Cadmium batteries in solid-state type protective systems has shown that unless special precautions are taken the batteries are not reliable. In one case maloperation of the protection occurred and after investigations it was found that five cells of a 12 V battery had low terminal volts which could not be restored under charge conditions. Although this battery had been in service 8 years the case proved that this type of battery has a limited "life".*

### 3.5.6. Ultrasonic System

*In this system use is made of available power supply at ground potential to energize an oscillator which drives a piezo-electric transducer at the fundamental resonance frequency of the system. The transducer (immersed in oil at the bottom of the insulator unit) converts electrical energy to mechanical vibration of a fibre-glass rod at an acoustic frequency. The energy is transmitted by the rod to the receiving transducer which converts this energy back to electrical energy at the high voltage conductor where a rectifier and stabilizer are used to produce the d.c. supply needed for the electronic equipment.*

*The inclusion of the transducers within the oil of the supporting insulator avoids the problem of an oil seal for the fibre-glass rod at the bottom of the insulator and to avoid excessive energy loss in transducers these are encapsulated in a resilient sound absorbing material. The system operating frequency is 24.5 kHz and the overall efficiency from a.c. input to d.c. output is 12 per cent for 150 mA per transmitter unit at HV conductor within the voltage range of 12 to 18 volts.*

#### 4. FORMES DE SORTIE ET CHARGES

Dans les transformateurs de courant classiques, des enroulements séparés sont prévus pour chaque fonction telle que première protection principale, seconde protection principale, protection de jeu de barre, mesure et comptage. Chaque TC est conçu pour satisfaire chaque fonction particulière, les prescriptions concernant la précision et la puissance de charge.

Pour satisfaire les fonctions mesure et protection, les transformateurs de courant non classiques, qui ont été développés, utilisent un signal suffisamment amplifié pour fournir la puissance nécessaire aux protections du type statique. Ces méthodes procurent habituellement une tension modulée sous forme analogique proportionnelle au courant dans le circuit primaire. Contrairement au transformateur de courant classique l'utilisation de nouveaux capteurs de mesure permet pour toutes les fonctions d'avoir la même entrée modulée, mais afin d'assurer la fiabilité du système, le canal de transmission du potentiel HT au potentiel de la terre est doublé. Un amplificateur de puissance associé à un dispositif d'isolation alimente chacune des fonctions prévues.

Les amplificateurs pour les protections devront être capables de supporter le courant de défaut maximal asymétrique pendant une seconde et pour le rapport de X/R primaire prescrit, par exemple 100. Le dimensionnement maximum de l'amplification sera de ce fait  $V_{Ap} (I_s/I_n)^2$  où  $V_{Ap}$  est la charge nominale exprimée en valeur de crête,  $I_s$  le courant maximum de court-circuit et  $I_n$  le courant nominal.

Les prescriptions concernant les sorties affectées aux fonctions de mesure sont de loin moins strictes que celles des fonctions protection. Si la sortie d'un récepteur de canal optique unique est utilisée pour les protections et les fonctions mesure, il est plus difficile de déterminer des amplificateurs qui assurant une précision globale de mesure du capteur meilleure que la classe 1 de la spécification 185 de la CEI. L'amplificateur de puissance doit avoir une marge importante dans sa définition pour assurer la précision globale requise à la fois pour les deux fonctions de mesure et de protection.

Toutefois, les amplificateurs de puissance ayant les caractéristiques données dans le Tableau I ont été réalisés pour satisfaire les fonctions Classe I et Classe 5P pour un système capteur de mesure de courant la même sortie réceptrice de canal optique, à la fois pour les deux fonctions, mesure et protection.

TABLEAU I  
*Exemple des caractéristiques pour les amplificateurs de puissance*

Caractéristiques	Fonction protection	Fonction mesure
Tension maximale d'entrée .....	$\pm 4$ V (tension de crête) (correspondant à $\pm 150$ kA courant de crête)	220 mV (correspondant à 4 400 A)
Puissance max. de sortie permanente .....	0,8 VA	30 VA
Puissance de sortie maximale .....	$\pm 1$ 320 VA	-
Non linéaire max. ....	plus petit que 1 pour-cent	plus petit que 0,2 pour-cent
Domaine de fréquence .....	0,167 Hz à 7,5 kHz	15 Hz à 300 Hz
50 Hz erreur d'angle .....	10'	15'
50 Hz erreur de rapport .....	plus petit que 1 pour-cent	0,2 pour-cent
Courant nominal secondaire	2,0 A	2,0 A
Domaine dynamique	1 200 : 1 *	30 : 1

\* Cette quantité est une mesure du domaine du courant à l'intérieur duquel la précision déclarée doit être conservée, par exemple pour un système ayant une précision déclarée de 0,05 p.u. à 30 fois le courant nominal avec une composante aperiodique donnant une asymétrie totale, le domaine dynamique exprimé sous forme de rapport serait de  $2 \times 30/0,05$  c'est-à-dire 1 200/1.

S'il est prescrit de donner une classe de précision de 0,2, il est préférable d'employer une liaison de transmission par fibre optique séparée depuis le conducteur primaire HT jusqu'à la salle de relaying pour les récepteurs de mesure et amplificateurs.

#### 4. FORMS OF OUTPUT AND BURDENS

In conventional current-transformers separate windings are provided for each function such as first main protection, second main protection, busbar protection, measurement and metering. Each CT's is designed to meet the particular function requirements in respect of accuracy and burden.

To meet protection and measurement functions in short and medium term the non-conventional current transformers have been developed using a signal sufficiently amplified to provide burdens imposed by solid-state type protection. The methods used to provide modulation voltage proportional to the primary circuit current are of analogue type. Unlike conventional CT's using novel measuring sensors it is possible for all functions to have the same modulated input but to ensure reliability of the system the transmission channel from the HV conductor to the ground potential is duplicated. Each of the required functions should be provided by a separate power amplifier via an isolation unit.

The protection amplifiers should be capable of accepting a signal for 1 sec corresponding to the asymmetrical fault current for the required primary system X/R ratio, of say 100. The maximum amplifier rating would be therefore  $V_{Ap} [I_s/I_n]^2$ , where  $V_{Ap}$  is the peak rated load,  $I_s$  maximum short-circuit current and  $I_n$  rated current.

The output requirements for measurement functions are far less stringent than those for protection functions. If the same optical link receiver output as used for protection also supplies the measurement functions it is more difficult to design the measurement amplifiers to meet the overall measurement sensor accuracy better than Class 1.0 of the IEC Specification 185. For both protection and measurement functions the power amplifier should have an ample design margin to ensure the overall required accuracy.

However the power amplifiers having the characteristics given in Table I have been made to meet measurement function Class 1 and protection function Class 5P for a current-measuring sensor system using the same optical link receiver output for both the protection and measuring functions.

TABLE I  
Example of Characteristics for Power Amplifiers

Item	Protection Amp.	Measuring Amp.
Max. input voltage	$\pm 4$ V peak (corresponding to $\pm 160$ kA peak)	220 mV corresponding to 4400 A)
Max. continuous output	0.8 VA (r.m.s.)	30 VA
Max. output capacity	$\pm 1320$ VA	–
Max. non linearity	less than 1.0 per cent	less than 0.2 per cent
Frequency range	0.167 Hz to 7.5 kHz	15 Hz to 300 Hz
50 Hz phase error	10'	15'
50 Hz ratio error	less than 1 per cent	0.2 per cent
Rated secondary current	2.0 A	2.0 A
Dynamic range	1200:1*	30:1

\* This quantity is a measure of the range of current within which the declared accuracy is maintained, e.g. for a system having declared accuracy for the current range of 0.05 p.u. to 30 times the rated current with full d.c. off-set the dynamic range expressed as a ratio would be  $2 \times 30 / 0.05$  i.e. 1200:1.

If it is required to achieve the overall measurement Class 0.2 accuracy it is preferable to use a separate fibre-optical transmission link from the HV primary conductor to the relay room for the measuring receiver and amplifier.

Actuellement, dans les systèmes de protection classiques (c'est-à-dire différentiel à fil pilote, comparaison de phase à micro-onde ou protection de distance) les grandeurs dérivées des courants sont converties en tension et prises en compte comme tension par les relais pour effectuer leurs opérations. Pour satisfaire les prescriptions, des convertisseurs tension-courant, et des amplificateurs à grande puissance sont incorporés dans les transformateurs de courant non classiques. L'omission de ces appareils et des convertisseurs courant-tension dans les équipements de protection simplifierait sans doute la conception des transformateurs de courant non classiques et réduirait le coût à la fois des protections classiques et des nouveaux transformateurs de courant.

La majorité des systèmes actuels essayés ont une sortie analogique; leur sortie est facilement adaptable à une forme numérique en utilisant des méthodes différentes de modulation par exemple modulation d'impulsions codées. Quoique les tensions numériques puissent se révéler d'un moindre coût, le choix d'une telle forme de sortie doit être étudié en tenant compte de la forme de sortie la plus adéquate pour les capteurs de tension, les relais de protection et les dispositifs de mesure.

## 5. PRESCRIPTIONS EN RÉGIME ÉTABLI ET PERFORMANCES DYNAMIQUES

Les motivations principales pour le développement des nouveaux capteurs de courant sont :

- (a) la réduction possible du coût en comparaison avec les TC classiques pour le réseau de transport de 400 kV et au-dessus;
- (b) l'élimination des effets de saturation associés aux transformateurs de courant magnétiques;
- (c) le fait que les protections statiques à grande vitesse ne demandent qu'un faible niveau de puissance pour fonctionner correctement et cela peut être satisfait par l'emploi d'amplificateurs électroniques.

Avec ces motivations, le souci a été de développer un système qui devrait être comparable avec les TC classiques, en ce qui concerne la fiabilité et la sécurité, mais supérieur du point de vue de la précision, de la linéarité et de la réponse en transitoire. Des systèmes linéaires se sont développés et la précision requise a pu être satisfaite du fait que le système actif, basé sur une technologie électronique, est complètement apte à remplir les prescriptions de fiabilité requises et de sécurité d'un grand nombre de fonctions qui doivent s'accomplir d'une manière satisfaisante (en comparaison avec les TC classiques) durant les régimes établis et les conditions transitoires de régime primaire.

En addition aux prescriptions données dans le Tableau II pour les TC non classiques les prescriptions minimales doivent être satisfaites :

- (i) pour la sécurité du système une redondance interne devrait être prévue;
- (ii) les caractéristiques doivent être conservées d'une manière satisfaisantes pour des longueurs de liaison de plusieurs centaines de mètres;
- (iii) le système doit donner une information correcte aux relais de protection lors d'un réenclenchement dans le cas de défauts permanents sur le système primaire.

## 6. CONDITIONS D'ENVIRONNEMENT ET PROBLÈMES DE PERTURBATION

### 6.1. Facteurs d'environnement

L'installation dans des environnements électriques hostiles, tels que les postes HT, de nouvelles technologies statiques fonctionnant à de très bas niveaux de signaux, pose des problèmes qui sont nouveaux et plus sévères à mesure que la tension du réseau croît, que ceux rencontrés pour les transformateurs de courant classiques. Par exemple, les perturbations produites par le fonctionnement normal d'éléments du réseau HT (p.e. fermeture et ouverture de sectionneurs et disjoncteurs, décharges dues à l'effet de couronne ou à la pollution) peuvent affecter considérablement les caractéristiques des nouveaux capteurs de mesure de courant, et des précautions doivent être prises à la conception des éléments électroniques et dans la filerie vis-à-vis de perturbations électromagnétiques et électriques.

*At present in conventional protective systems (e.g. PLC or micro-wave phase comparison and distance protection) the current derived quantities are converted to voltage source and processed as voltage for the relays to take the action. To meet these requirements voltage-to-current converter units and high rating current amplifiers are incorporated in the non-conventional current transformers. The omission of these units and current-to-voltage converter units in protective gear will undoubtedly simplify the design of the non-conventional CT's and will reduce the cost of both the conventional protection and novel CT's.*

*At present the majority of the developed systems have an analogue output, they are easily adaptable to a digital form of output by adopting a different modulation method, say pulse code modulation. Although the digital output may prove to be less expensive the adoption of such a form of output should be considered in relation to the most suitable form of output to be adopted with voltage sensors, protection relays and measuring devices.*

## **5. STEADY-STATE AND DYNAMIC PERFORMANCE REQUIREMENTS**

*The main incentives for the development of the novel current-measuring sensors were :*

- (a) the possible reduction in cost, as compared with conventional CT's for the transmission voltages of 400 kV and above,*
- (b) to eliminate saturation effects associated with iron-cored CT's and,*
- (c) that the high-speed solid-state protection types demand a low power level for satisfactory operation which could be met with the use of electronic amplifiers.*

*With these incentives the object was to develop a system which would be compatible with conventional CT's in respect of reliability and security but superior in terms of accuracy, linearity and response. The developed systems are linear systems and the required accuracy can be met but because the systems are active systems and based on solid-state technology to fulfill the required reliability and security a greater number of system functions, as compared with conventional CT's, must be satisfactorily performed during steady-state and transient conditions of the primary system.*

*For the non-conventional CT's to be adopted for operational purposes in addition to the performance requirements given in Table II, the following minimum requirements should be fulfilled :*

- (i) For the security of the system a built-in redundancy should be provided.*
- (ii) Satisfactory performance must be maintained for the transmission link length of up to several hundred meters.*
- (iii) The system must give correct information to protective relays upon automatic reclosure into a permanent fault on the primary system.*

## **6. ENVIRONMENTAL CONDITIONS AND PROBLEMS OF INTERFERENCE**

### **6.1. Environmental Factors**

*The introduction into electrically-hostile environments, such as HV substations, of new solid-state technology operating at very low signal levels poses problems that are new and more severe as the transmission voltage increases, as compared with those encountered with conventional current-transformers. For instance the interference generated by normal operation of HV systems (e.g. closure and opening of isolators and circuit-breakers, corona and pollution discharges, etc.) may affect considerably the performance of the novel current measuring sensors, and due consideration must be given to the design of electronic components and circuitry in relation to the electromagnetic and electrical interference.*

TABLEAU II  
Prescriptions de performance

Désignation	Fonction		
	Protection	Mesure	Comptage
<i>Valeur nominale sortie ampli :</i>			
a) Recommandations CEI .....	1, 2 ou 5 Amp	1, 2 ou 5 Amp	1, 2 ou 5 Amp
b) Sortie préférentielle pour relais actuel .....	1 Amp	1 Amp	1 Amp
c) Pour la future conception des relais au courant nominal et pour charge de 500 ohms .....	1,0 V r.m.s.	5 V r.m.s.	5 V r.m.s.
d) Sortie numérique* .....	ISO	ISO	ISO
Erreur de rapport globale .....	pas plus grand que CEI classe 5P	CEI Classe 1,0	CEI Classe 0,2
Erreur globale de phase 50 Hz .....	± 3°	± 1°	± 10 minutes
Rapport signal bruit au courant nominal proposé .....	pas plus petit que 60 dB	50 dB	50 dB
Domaine dynamique .....	1200:1	24:1 (0,05 à 1,2 p.u.)	24:1 (0,05 à 1,2 p.u.)
Domaine de fréquence .....	moins que 2 kHz avec constante de temps 0,3-0,6 s	20 à 100 Hz	20 à 100 Hz
Puissance de sortie maximale permanente .....	Présent .....	30 VA	50 VA
	Future .....	5 VA	5 VA
Puissance de sortie max. pour 1 seconde .....	pour satisfaire les prescriptions dynamiques	pas applicable	pas applicable
Temps de retard max. ....	50 µs	ajusté pour obtenir l'erreur minimale	ajusté pour obtenir l'erreur minimale
Temps de commutation .....	2 ms	pas plus long que 1 s	pas plus long que 1 s
Temps de transfert d'un canal défectueux à un canal sain .....	5 ms	pas plus long que 1 s	pas plus long que 1 s
Domaine de fonctionnement de la température :			
a) équipement intérieur .....	- 5 à + 45° (- 40 à + 55°)	- 5 à + 45° (- 40 à + 55°)	- 5 à + 45° (- 40 à + 55°)
b) équipement extérieur .....	- 25 à + 45° (- 55 à + 55°)	- 25 à + 45° (- 55 à + 55°)	- 25 à + 45° (- 55 à + 55°)
Humidité relative .....	Intérieure ...	20-95 % **	20-95 % **
	Extérieure ...	20-100 %	20-100 %
Temps minimum sans maintenance .....	2 ans	2 ans	2 ans

\* En accord avec ISO.

\*\* Sans effet de condensation.

Dans les capteurs de mesure de courant actif, où le signal lumineux modulé par le courant est transmis directement à la salle de relayage par des guides en fibre optique, la perturbation possible est limitée aux équipements électroniques situés au potentiel HT et dans la salle de relayage. Ces équipements doivent être blindés efficacement et le fonctionnement correct d'un prototype doit être prouvé par des essais normalisés, tels que les épreuves à l'onde de choc de foudre et surtensions de manœuvre, aux pollutions par brouillard salin et essais d'effet de couronne en laboratoire et par des essais réels sur réseau.

La conception des équipements électroniques situés à l'extérieur, et des voies de communication pour transmission des signaux et pour des sources d'alimentation auxiliaires doit être telle que le fonctionnement du système de mesure et sa précision ne soient pas affectés par les facteurs d'environnement suivants :

- (i) Evolution de température (le domaine est donné dans le Tableau II);
- (ii) Humidité relative (le domaine est donné le Tableau II);
- (iii) Champs électromagnétiques extérieurs causés par le courant dans les conducteurs adjacents.

**TABLE II**  
Performance requirements

Item	Function		
	Protection	Measuring	Metering
Nominal Rating of Ampl. Output :			
a) IEC Spec.....	1, 2 or 5 Amp	1, 2 or 5 Amp	1, 2 or 5 Amp
b) Preferred output for the present design of relays.....	1 Amp	1 Amp	
c) For the future design of relays, at nominal rated current and 500 ohms burden.....	1.0 V r.m.s.	5 V r.m.s.	5 V r.m.s.
d) Digital output*.....	ISO	ISO	ISO
Overall ratio error.....	Not greater than IEC Class 5P	IEC Class 1.0	IEC Class 0.2
Overall 50 Hz phase error.....	± 3°	± 1°	± 10 minutes
Suggested signal to noise ratio at rated current...	not less than 60 dB	50 dB	50 dB
Dynamic Range.....	1200:1	24:1 (0.05 to 1.2 p.u.)	24:1 (0.05 to 1.2 p.u.)
Frequency Range.....	Not less than 2 kHz with time constant 0.3-0.6 sec.	20 to 100 Hz	20 to 100 Hz
Max. continuous output.....	Present.....	1 VA	30 VA
	Future.....	50 mW	5 VA
Max. output for 1 sec.....	To meet dynamic resp. requirement	Not Applicable	Not Applicable
Current-sensor system max. delay time.....	50 µs	Adjusted to produce min. error	Adjusted to produce min. error
Current-sensor system "turn-on" time.....	2 ms	Not longer than 1 sec.	Not longer than 1 sec.
Transfer from faulty channel to healthy channel...	5 ms	Not longer than 1 sec.	Not longer than 1 sec.
Operating temperature range :			
a) Indoor equipment.....	- 5 to + 45° (- 40 to + 55°)	- 5 to + 45° (- 40 to + 55°)	- 5 to + 45° (- 40 to + 55°)
b) Outdoor equipment.....	- 25 to + 45° (- 55 to + 55°)	- 25 to + 45° (- 55 to + 55°)	- 25 to + 45° (- 55 to + 55°)
Relative humidity.....	Indoor.....	20-95 % *	20-95 % *
	Outdoor.....	20-100 %	20-100 %
Minimum time without maintenance.....	2 years	2 years	2 years

\* In accordance with International Standards Organisation.

\*\* Without condensation effects.

In active current-measuring sensors where current modulated light signals are transmitted directly to the relay room via fibre-optical guides the possible interference is limited to the electronic equipment located at the HV conductor and in the relay room. These equipments must be adequately screened and the satisfactory performance of a prototype unit in an operating state must be proven by standard tests such as lightning and switching impulse tests, salt-fog pollution and visible corona tests in a laboratory as well as tests on an actual system.

The designs of the electronic equipment located outdoors, and communication links for transmission of signals and for provision of power supplies should be such that the operation of the measuring system and its accuracy is not affected by the following environmental factors :

- (i) Temperature variations. (The range is given in Table II).
- (ii) Relative humidity. (The range is given in Table II).
- (iii) External electromagnetic fields caused by current in adjacent conductors.

Pour les canaux des fonctions de mesure de courant, l'influence du courant nominal dans les phases adjacentes, ne doit pas affecter la précision déclarée mais, lorsque les courants de défaut sont de courte durée les effets de ces courants sur la fonction mesure n'ont aucune importance.

Pour les fonctions protection le courant de défaut dans les phases adjacentes ne doit pas produire des erreurs supérieurs à 3 pour-cent de la valeur nominale.

D'une manière générale, le fonctionnement de l'équipement ne doit pas être affecté par les champs électromagnétiques instantanés de 2 000 A/m à 50 Hz et 20 A/m à des fréquences comprises entre 50 Hz et 10 MHz.

- (iv) Champ électrique engendré par des sources de tension dans le poste HT. Ils peuvent être dans le domaine de 200 kV par mètre à 50 MHz provoqués par les conditions transitoires du système primaire;
- (v) Oscillations parasites causées par les manœuvres sur le système primaire qui peuvent être superposées par couplage inductif ou capacitif sur les signaux de mesure. Pour le système de station à cellule ouverte, les résultats mesurés de ces oscillations sont donnés dans annexe E (section 2.3.4). Il n'y a pas d'expérience suffisante dans les postes à cellule blindée pour donner des valeurs à ce sujet.

Pour les équipements et les fileries dans les salles de relayage, les conditions d'environnement sont moins dures que pour celles situées à l'extérieur. Néanmoins en supplément aux variations de température et d'humidité relatives les facteurs suivant doivent être pris en considération comme guide pour concevoir d'une manière satisfaisante les capteurs de mesure de courant non classiques :

- a) valeur de crête de champ en régime établi :
  - Electromagnétique : 0,1 A/ à 50 Hz,
  - Electrique : 1 V/m à 50 Hz;
- b) valeur de crête transitoire de ce même champ ;
  - Electromagnétique : 1 A/m de 50 Hz à 10 MHz,
  - Electrique : 10 V/m de 50 Hz à 10 MHz.

## 6.2 Mesure de limite des perturbations

Les perturbations dans les équipements électroniques et dans les liaisons de communication provoquées par les manœuvres dans les postes HT sont le problème majeur et il a été étudié en détail par le GT 02 du Comité d'Etudes 36 de la CIGRÉ. Les points principaux apparaissant dans ces études sont les mesures de base suggérées afin de limiter les perturbations concernant :

- a) La résistance d'isolation des équipements terminaux vis-à-vis des observations transitoires;
- b) Le rapport signal/bruit en fonction de la tension, le courant et la fréquence;
- c) L'effet sur l'équipement de fréquence de perturbations à l'extérieur du domaine des fréquences.

Les dispositifs électroniques sont sensibles aux fréquences parasites et même une fréquence très à l'extérieur du domaine de fonctionnement de l'équipement peut être la cause d'un fonctionnement à tort. Ces problèmes sont habituellement éliminés par des filtres placés sur l'entrée des signaux et quelquefois les entrées et les sorties sont protégées par des diodes ou varistances et par une bonne conception ainsi qu'un blindage approprié. Pour prouver qu'un équipement est correctement conçu, la pratique actuelle est de soumettre cet équipement aux essais de perturbations HT qui ont été définis dans la dernière Publication de la CEI du CE 41 (voir annexe E du document CEI - Publication 255 - partie 4).

Une onde oscillatoire modulée avec une enveloppe décroissante de 50 pour-cent de la valeur de crête à la fin des 3 à 6 cycles :

- Fréquence : 1 MHz  $\pm$  10 pour-cent;
- Impédance de source : 200  $\Omega$ , tolérance  $\pm$  10 pour-cent;
- Taux de répétition : l'onde d'essai doit être appliquée à l'équipement avec un rythme de répétition de 400/s (tolérance 10 pour-cent);
- Durée de l'essai : 2 secondes, tolérance + 10 pour-cent, - 0;
- Valeur nominale de la tension d'essai : 2,5 kV en mode commun, 1 kV en mode transversal;
- Tolérance sur la tension d'essai : + 0, 10 pour-cent.

For the current measuring function channels the influence of the rated current in adjacent phases should not affect the declared accuracy; but since the fault currents are of short duration the effect of these currents on measuring functions is of no importance.

For protection functions the fault currents in adjacent phases should not produce errors greater than 3 percent of the rated current.

As a general guide the operation of the equipment should not be affected by the peak electromagnetic fields of 2000 A/m at 50 Hz and 20 A/m at frequencies from 50 Hz to 10 MHz.

- (iv) The peak electric fields generated by voltage sources in the HV substations could be in the range of 200 kV/m at 50 Hz and 200 V/m at frequencies between 50 Hz and 10 MHz caused by transient conditions on the primary system.
- (v) Spurious oscillations caused by switching operations on the primary system which could be superimposed by inductive or capacitive couplings on the measuring signals. For open-door type substations typical measured results of these oscillations are given in the Appendix E (Section 2.3.4). There is not sufficient experience with metalclad substations to give quantitative values.

For the equipment and wiring in the relay rooms the environmental conditions are not as onerous as for those located outdoors. Nevertheless as a guide in addition to temperature variations and relative humidity the following factors should be taken into account for the satisfactory design of non-conventional current measuring sensors :

- a) Steady-state peak values of fields :
  - Electromagnetic : 0.1 A/m at 50 Hz.
  - Electrical : 1 V/m at 50 Hz.
- b) Transient peak values of fields :
  - Electromagnetic : 1 A/m at 50 Hz to 10 MHz.
  - Electrical : 10 V/m and 50 Hz to 10 MHz.

## 6.2. Measures to Limit Interference

Interference in the electronic equipment and communication links generated by operation in HV substations is the major problem and this has been studied in detail by Working Group 02 of CIGRE Study Committee 36. The main points arising from these studies are the suggested basic measures to limit interference relevant to :

- a) The insulation resistance of terminal equipment in relation to transient overvoltages.
- b) The signal-to-noise ratio in terms of voltage, current and frequency.
- c) The effect on the equipment subjected to interference frequencies outside the frequency range of the signal.

The electronic devices are sensitive to frequency interference and even a frequency well outside the operating frequency of the equipment can cause maloperation. These problems are usually eliminated by filters installed at the signal inputs and sometimes the inputs and outputs are protected by diodes or varistors and by good design and appropriate screening. To prove that the equipment is satisfactorily designed the present practice is to subject the equipment to the high frequency disturbance test which is defined in the latest IEC SC 41 Working Group proposals (Appendix E in the IEC Publication 255, Part 4), namely :

- Frequency : 1 MHz, tolerance  $\pm 10$  percent;
- Source Impedance : 200  $\Omega$ , tolerance  $\pm 10$  percent;
- Repetition Rate : The test wave is applied to the equipment under test at a repetitive rate of 400/sec (tolerance 10 percent);
- Duration of Test : 2 sec, tolerance +10 percent, -0;
- Standard Value of Test Voltage : 2.5 kV Common (= longitudinal) Mode;  
1.0 kV Transverse (= differential) Mode;
- Test Voltage Tolerance : +0, -10 percent.

On peut considérer que les essais ci-dessus sont les meilleurs essais disponibles pour faire la preuve de la tenue de l'équipement aux parasites. Toutefois, l'expérience a montré que dans quelques cas ces équipements étaient défailants sur le site alors qu'ils avaient satisfaits aux essais ci-dessus dans les ateliers du constructeur.

Les problèmes relatifs au rapport signal bruit sont habituellement éliminés par l'utilisation d'un niveau de signal suffisamment élevé et ceux relatifs aux surtensions transitoires par une marge adéquate de niveaux d'isolation qui sont prouvés par les essais suivants :

- (i) Pour les circuits qui doivent fonctionner à une tension supérieure à 70 V et jusqu'à 500 V , un essai de 2 kV de valeur efficace en courant alternatif 50 Hz est appliqué pendant une minute et pour tous les circuits devant fonctionner à des tensions inférieures à 70 V la tension d'essai de 500 V est appliquée pour une minute, les tensions d'essai doivent être appliquées comme suit :
  - a) entre toutes les bornes (autres que la borne à la terre) connectées ensemble et toutes les parties métalliques reliée à la terre en service;
  - b) entre les bornes de contact avec les contacts fermés et toutes les bornes restantes connectées ensemble;
  - c) entre tous les circuits électriques de l'équipement n'étant pas appelés à être réunis ensemble en service excepté lorsqu'un écran mis à la terre existe entre le circuit et les circuits ayant un contact entre eux.
- (ii) 1 kV de valeur efficace en courant alternatif 50 Hz appliqué pendant une minute aux bornes de chaque contact de sortie, le contact étant en position ouverte.
- (iii) 5 kV de valeur efficace en courant alternatif 50 Hz appliqué pendant une minute.
  - a) sur toutes les bornes du transformateur d'isolement et la terre;
  - b) sur toutes les bornes primaires avec écran reliés ensemble et borne secondaire du transformateur d'isolement.
- (iv) En tension de choc 5 kV, 1/50 microseconde appliqué par un générateur de tension de choc normalisé appliqué aux bornes du relais en accord avec la Publication CEI, n° 255, partie 4, cette tension doit être :
  - a) entre chaque borne (autre que la borne de terre) et la terre, c'est-à-dire toute partie métallique prévue pour être reliée à la terre en service;
  - b) entre les bornes de circuit normalement connectées ensemble;
  - c) entre les bornes d'un même circuit pour chaque circuit séparé.

Dans les systèmes, où les guides par fibre optique se terminent aux bornes des équipements électroniques situés dans le bas d'un appareil, des précautions complémentaires doivent être prises pour éliminer les influences parasites sur l'équipement électronique et sur les voies de liaison. Dans de tels cas, il y a 3 mesures de base pour limiter les perturbations : suppression de source, suppression aux entrées et aux sorties des équipements électroniques et réduction des couplages inductifs et capacitifs.

La suppression de la source dans le cas de perturbations générées par le réseau HT, est impraticable, alors que la suppression des perturbations à l'entrée et à la sortie peut être effectivement réalisée par un double blindage de l'équipement électronique pour assurer une faible capacitance à la terre, ainsi une réjection de mode commun reste élevée par l'utilisation de transformateurs d'isolement ou d'isolation optique.

La réduction des couplages est plus praticable et plus largement utilisée dans les cas suivants, particulièrement lorsque toutes les liaisons de communication associées au dispositif de mesure sont réunies dans un même câble :

- (1) Mise à la terre en un seul point;
- (2) Equilibrage du circuit;
- (3) Séparation;
- (4) Blindage;
- (5) Mise à la terre aux deux extrémités ou à une seule extrémité des écrans du câble.

*It is considered that the above tests are the best tests available to prove the immunity of the equipment to interference. However experience has shown that in some cases the equipment failed on site although it passed the above tests at the manufacturer's works.*

*The problems related to the S/N ratio are usually eliminated by using a sufficiently high signal level and those related to transient overvoltages by provision of adequate levels of insulation which are proven by the following tests :*

- (i) For all circuits required to operate at voltages in excess of 70 V and up to 500 V an a.c. test voltage of 2 kV r.m.s. 50 Hz applied for one minute, and for all circuits required to operate at voltage less than 70 V a d.c. test voltage of 500 V applied for one minute, the test voltages to be applied are as follows :*
  - a) between all terminals (other than the earth terminal) connected together and all metallic parts intended to be earthed in service;*
  - b) between contact terminals with the contacts closed, and all the remaining terminals connected together, and*
  - c) between all electrical circuits of the equipment not intended to be connected together in service, except where an earthed barrier exists between the circuits or where the circuits have making contacts between them.*
- (ii) 1 kV r.m.s. 50 Hz applied for one minute across each output contact with the contact in the open position.*
- (iii) 1 kV r.m.s. 50 Hz applied for one minute :*
  - a) between all the terminals of the isolating transformer and earth;*
  - b) between primary terminals with screen bound together and secondary terminals of the isolating transformers.*
- (iv) A 5 kV 1/50 microsecond impulse voltage applied from an approved standard impulse voltage generator to the relay terminals in accordance with IEC Publication No. 255, Part 4, the voltage to be applied :*
  - a) between each terminal (other than the earth terminal) and earth (i.e. all metallic parts intended to be earthed in service);*
  - b) between terminals of circuits not normally connected together, and*
  - c) between terminals of the same circuit for each separate circuit.*

*In the systems where fibre-optical guides are terminated to electronic equipments located at the base of an insulator stack, additional precautions must be taken to prevent spurious interference in the electronic equipment and in the communication links. For such cases there are three basic measures to limit interference : suppression at source, suppression at the inputs and outputs of the electronic devices, and reduction of inductive and capacitive couplings.*

*The suppression at source in the case of interference being generated by a HV system is impracticable while the suppression at the inputs and outputs could be effectively carried out by double screening of the electronic equipment to ensure low capacitance to earth thus high common mode rejection and by interfacing in the form of isolating transformers or opto-isolators.*

*The reduction in couplings is the most viable and widely used in the following ways, particularly when all the communication links associated with the measuring device are contained in one cable :*

- (1) Single point earthing;*
- (2) Balanced circuit;*
- (3) Separation;*
- (4) Screening;*
- (5) Double-end and single-end earthing of cable screens.*

## 7. SÉCURITÉ ET FIABILITÉ DES CAPTEURS DE COURANT

Il est en général reconnu que la fiabilité des transformateurs de courant classiques est extrêmement élevée et les quelques défauts, qui apparaissent, sont principalement dus à la dégradation de l'isolation avec l'âge. Cette haute fidélité est considérée comme étant premièrement due à l'absence d'éléments actifs dans les transformateurs de courant et, il y a seulement un petit nombre de composants individuels par appareil. Le MTBF peut être voisin de  $10^6$  heures ( $= 1/\lambda$ ), mais lorsque le défaut apparaît, le coût de réparation est comparativement élevé et le temps d'indisponibilité relativement long en comparaison avec les nouveaux capteurs de courant.

Dans les transformateurs de courant non classiques, que les systèmes soient actifs ou passifs, il y a un nombre considérable d'éléments actifs et un grand nombre de composants qui sans doute accroîtront le nombre de défauts des capteurs de mesure de courant. Toutefois, pour rendre le capteur de mesure de courant comparable au point de vue de la fiabilité avec les transformateurs de courant classiques il est essentiel d'avoir prévu une redondance, dans une forme de sélection de un - parmi - deux ou deux - parmi - trois canaux, indépendante avec un dispositif de commutation automatique de filerie. Dans le

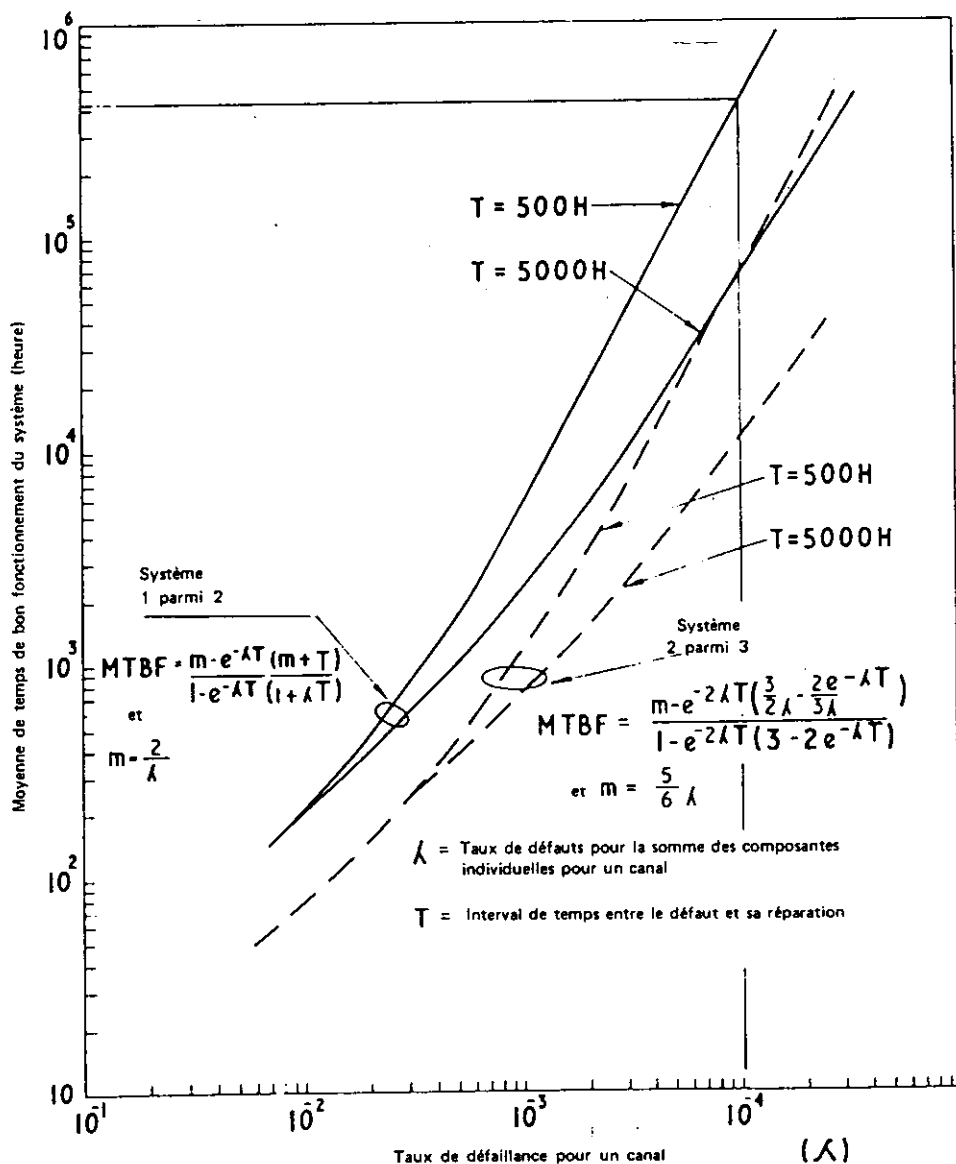


FIG. 8. - Probabilité de défaillance du système

### 7. CURRENT-SENSORS SECURITY AND RELIABILITY

It is generally recognized that the reliability of the conventional CT's is extremely high and any failures which sometimes occur are mainly due to the degradation of the insulation with ageing. This high reliability is considered to be primarily due to no active elements being contained in the CT units and there are only a small number of individual components which make a particular unit. The m.t.b.f. may be as high as  $10^6$ h ( $= 1/\lambda$ ), but when it occurs the cost of repair is comparatively high and outage time is relatively long when these are compared with the novel current sensors.

In the non-conventional CT's, whether either passive or active systems, there are a considerable number of active elements in the system and a large number of components which undoubtedly will increase the number of the current-measuring sensor failures. Therefore, to make novel current measuring sensors compatible in reliability with conventional current-transformers it is essential to have built-in redundancy in a form of one-out-of-two or two-out-of-three independent channel selection with an automatic change-over circuitry. In the British System one-out-of-two channel selection, each with supervisory tone injection, was

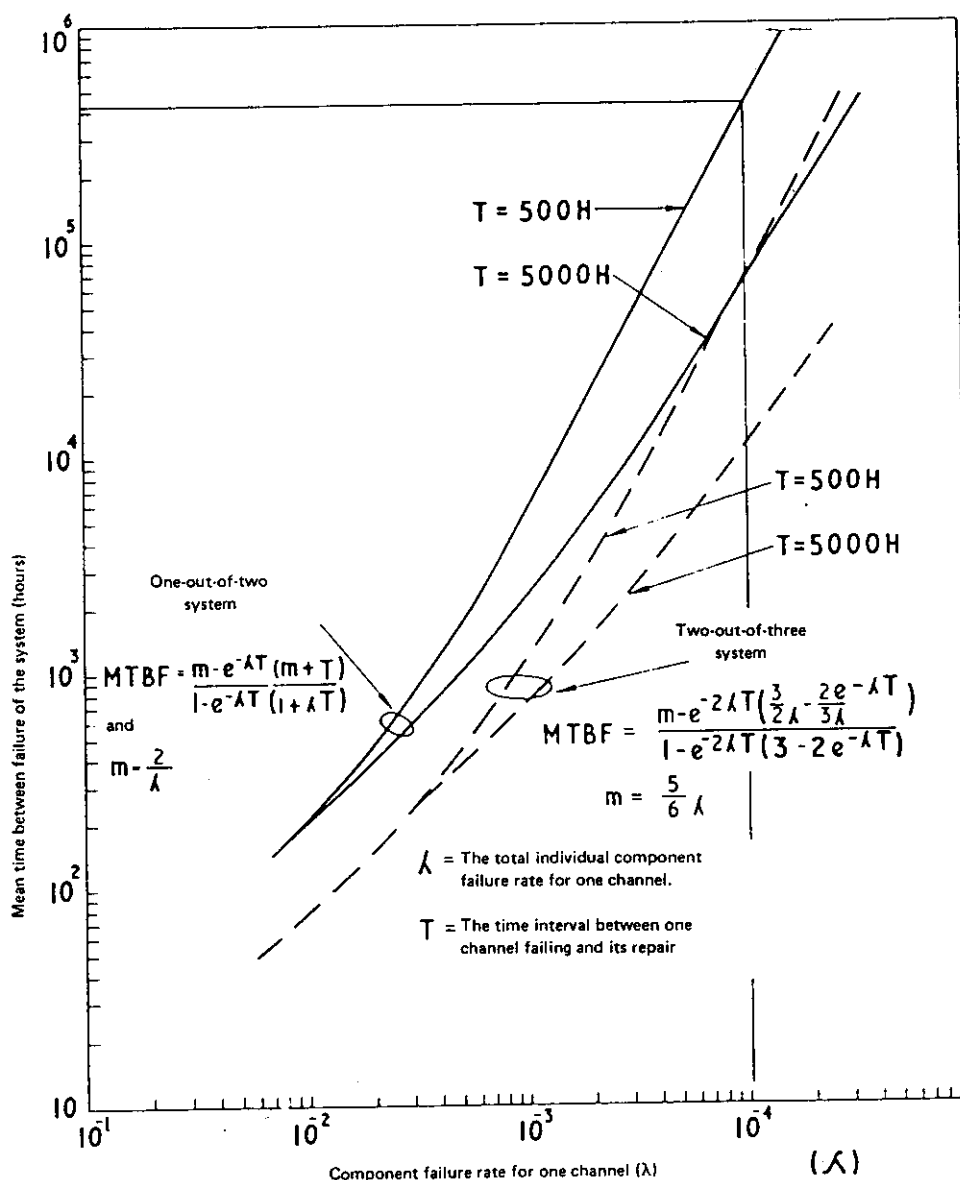


FIG. 8. - System probability failure

système britannique, de sélection de un parmi deux canaux, chacun de ces canaux est contrôlé par une injection de fréquence musicale sous forme de signal de fréquence déterminée et d'amplitude constante, qui est injectée à l'entrée du convertisseur, transmise à travers le système, détectée dans le récepteur au moyen d'un filtre accordé. La sortie du filtre est soumise à des détecteurs d'erreur limite inférieure et supérieure, les sorties combinées de ceux-ci commandent une alarme si l'erreur excède 1 pour-cent durant plus de 5 s ou si pendant 5 s il y a une défaillance du signal à fréquence musicale. La commande du déclenchement d'un disjoncteur est effectuée en cas de défaillance sur chaque canal.

Le coût d'un tel système, nécessitant deux canaux complets, devrait être moins élevé que celui d'un système à deux canaux parmi trois et une plus grande sécurité peut être obtenue comme il est montré en Figure 8, qui indique qu'avec une maintenance systématique toutes les 5 000 heures le MTBF du système de  $10^4$  heures ne donnerait pas une fréquence de défaillance supérieure à une fois tous les 7 ans, et avec la maintenance régulière à intervalles de 500 heures une tous les 40 ans. Pour un système à 2 canaux parmi 3, où 2 canaux doivent toujours être en état de fonctionner, le MTBF est considérablement réduit et le point de croisement se trouve approximativement pour une maintenance régulière toutes les 5 000 heures et pour le système 1 parmi 2 et 500 heures pour le système 2 parmi 3.

Dans le capteur de mesure de courant actif français, le contrôle est fait par un système de signalisation numérique convenablement programmé pour constater l'état du capteur de courant et déclencher une alarme ou le disjoncteur si cela devient nécessaire.

En général pour les transformateurs de courant classiques, le principe adopté dans la conception, en ce qui concerne la fiabilité, doit être le même que celui employé pour les protections principales, c'est-à-dire, aucune simple défaillance du composant du capteur ne doit provoquer une défaillance de déclenchement du disjoncteur chargé d'éliminer n'importe quel défaut du système. Ceci devrait être obtenu comme dans les protections par une duplication appropriée 1 parmi 2 du système capteur.

Une haute fiabilité devrait être possible avec l'usage de dispositifs d'auto-surveillance tels qu'ils sont quelquefois employés sur les protections de générateurs. La duplication des canaux permet pour l'équipement de chaque canal d'être essayé à tour de rôle avec l'autre canal en service et un essai automatique de routine peut être prévu pour la mesure d'erreurs du système. La détection d'erreurs hors tolérance de composants défectueux déclencheraient une alarme si bien qu'une action correctrice nécessaire pourrait être effectuée sans délai.

Un autre facteur relatif à la fiabilité est l'importance des procédures d'assurance de qualité adaptées aussi bien à la sélection des composants qu'aux essais de ces composants et de l'équipement monté. Les méthodes d'essais d'approbation par essais de type doivent être capables de représenter d'une manière adéquate les conditions réelles du système, dans ce sens des essais synthétiques peuvent être une méthode pratique.

L'utilisation de calculateurs et de modèles mathématiques, comme aide pour l'évaluation de la fiabilité des capteurs, peut donner une indication raisonnable du degré de fiabilité, mais il est maintenant reconnu que de telles méthodes ont des limitations dues aux difficultés d'une représentation précise de toutes les contraintes.

Les principaux facteurs affectés à la sécurité ou à la fiabilité peuvent être définis comme suit :

- (i) Défaut : imperfection dans l'état d'un composant qui peut résulter de l'une ou plusieurs défaillances des composants eux-mêmes durant la vérification ou les conditions de maintenance pour une période de temps déclarée.
- (ii) Défaillance : défauts de performance par composants pour sa fonction ou ses fonctions prescrites.
- (iii) Hors service : état d'un composant ou il n'est pas disponible pour satisfaire les fonctions attendues ou les fonctions dues à une unité éventuelle directement associée à ce composant.
- (iv) Réparation : toute opération durant la vérification pour restauration des qualités normales de service à une partie ou un tout d'un appareil.
- (v) Taux de défaillance  $(\lambda) = \frac{\text{nombre de défaillances}}{\text{nombre de TC / ou TT année}} h^{-1}$ .
- (vi) Moyenne des temps de bon fonctionnement (MTBF) =  $1/\lambda$ .
- (vii) Temps moyen de réparation =  $\frac{\sum \text{somme de temps de réparation}}{\text{nombre de défaillances}}$   
(mtr)

chosen in which a signal of a fixed frequency and constant amplitude is injected at the transmitter input and is transmitted through the system and selected at the receiver output from the filter is fed to upper and lower error limit detectors, the combined output from these then operates the alarm if the error exceeds 1 percent for more than 5 s or within 5 ms for tone signal (channel) failure. For failure of both channels tripping of a circuit-breaker is initiated.

The cost of such a system, requiring two complete channels, should be lower than that for a 2-out-of-3 channels system and a high security can be attained as shown in Figure 8 which indicates that with the regular maintenance of 5000 hours interval the m.t.b.f. of the system for  $10^4$ h will not be more frequent than approximately once in every 7 years, and with regular maintenance of 500 hours interval once every 40 years. For two-out-of-three channels system, where two channels must always be operable the m.t.b.f. is considerably reduced and cross-over point occurs approximately at regular maintenance of 5000 hours for the one-out-of-two system and 500 hours for 2-out-of-3 system.

In the French active current-measuring sensor the supervision is made by a digital signalling system suitably programmed to check the state of the current sensor and to initiate an alarm or tripping of the circuit-breaker if it becomes necessary.

In general, for non-conventional CT's or VT's the adopted principle in the design in terms of reliability should be the same as that used for main protection, namely no single failure of components of the sensor should result in failure to trip the required circuit-breakers to remove any fault from the system. This should be achieved, as in protection, by appropriate one-out-of-two duplication of the sensor system.

A high reliability should be possible to maintain by the use of self monitoring facilities such as are sometimes used on generator protection. The duplication of channels allows the equipment and circuits of each channel in turn to be tested with the other channel in service and an automatic test routine should provide measurement of errors in the system. Detection of excessive errors or faulty components should initiate an alarm so that the necessary remedial action could be taken without undue delay.

Another factor in relation to the reliability is the importance of adequate quality assurance procedures in both the selection of components and testing of components and assembled equipment. Type approval testing methods should be capable of adequately representing real system conditions, in this respect synthetic testing may be a useful method.

The use of computers and mathematical modelling as an aid in evaluation of reliability of the sensor system may give a reasonable indication as to the degree of reliability but it should be recognized that such methods have limitations due to the difficulty of an accurate representation of all the constraints.

The main factors affecting the security and reliability of the novel sensor systems can be defined as follows :

- (i) Defect : Imperfection in the state of an item that can result in one or more failures of the item itself during service or maintenance conditions for a stated period of time.
- (ii) Failure : Lack of performance by an item of its required function or functions.
- (iii) Outage : The state of a component when it is not available to perform its intended function or functions due to some event directly associated with that component.
- (iv) Repair : Every operation, during servicing, for restoration of its normal service quality to a part or complete assembly.
- (v) Failure rate ( $\lambda$ ) =  $\frac{\text{number of failures}}{\text{number of CT's/or VT's years}} h^{-1}$ .
- (vi) Mean time between failure (mtbf) =  $1/\lambda$  h.
- (vii) Mean time to repair (mttr) =  $\frac{\Sigma \text{ times to repair}}{\text{number of failures}}$ .

(viii) Taux de réparation ( $\mu$ ) = 1 / mtrr.

(ix) Réparabilité =  $\mu$ .

(x) Travail moyen par réparation =  $\frac{\Sigma \text{ homme-heures}}{\text{nombre de défaillances}}$

(xi) Unité de réparation =  $\frac{\Sigma \text{ somme de temps de réparation}}{\text{nombre de TC ou de TT année}} = \lambda \times \text{mtrr.}$

(xii) Travail unitaire =  $\frac{\Sigma \text{ homme-heures}}{\text{nombre de TC ou de TT année}} = \lambda \times \text{travail moyen par réparation.}$

(xiii) Vérification : action qui peut conduire au démontage pour inspection et/ou remplacement de pièces en/ou hors service.

(xiv) Maintenance : chaque opération ou inspection (visuelle et périodique) et vérification.

## 8. PRESCRIPTION DE MAINTENANCE

En général pour un TC classique, la pratique de maintenance corrective est de conserver un stock de pièces détachées et de composants qui correspond à une conception normalisée. Les inspections de maintenance préventive sont habituellement faites à des intervalles réguliers, par exemple une fois par an, et elles concernent les composants qui ont le plus de chance d'être défectueux tels que : les connections, l'huile, les joints d'huile ou de gaz, etc., et il y a concordance avec les maintenances bi-annuelles sur les disjoncteurs.

Pour les nouveaux capteurs de mesure de courant, pour réduire les conditions de maintenance et par la même occasion augmenter le MTBF, il est souhaitable de concevoir les systèmes avec des marges substantielles sur les valeurs choisies et les valeurs nominales de fonctionnement des composants des circuits. Les composants doivent être en principe déclassés de 50 pour-cent de leur capacité.

Normalement aucune maintenance concernant le nettoyage ou le réglage ne devrait être nécessaire, mais l'inspection et les essais, à des intervalles réguliers, sont recommandés. L'intervalle entre 2 inspections successives et des essais dépendra de l'expérience passée et des conditions du site. La maintenance corrective est plus souvent effectuée par remplacement des modules défectueux, ce qui exige une provision de pièces détachées adéquates. La liste des défauts trouvés et les sorties de l'amplificateur, continuellement surveillées et comparées entre elles, doivent procurer un avantage.

Pour la maintenance préventive, il est suggéré d'effectuer à intervalles réguliers :

- (i) mesure des performances du transformateur de courant par essais de continuité, valeurs de capacité, etc.
- (ii) essais du transmetteur émetteur de fréquence porteuse et fréquence musicale de surveillance. Ceci peut être fait par un équipement normal qui signalerait une variation du signal d'entrée connu.
- (iii) remplacement des cristaux absorbant l'humidité placés dans les équipements électroniques au potentiel HT.
- (iv) Surveillance des sorties lumineuses du côté récepteur. Dans le système à double canal, il est simplement effectué par commutation de guide de fibre optique et s'il y a une différence significative une alarme est provoquée. Ces méthodes essayent le transmetteur, le guide de fibre optique et le récepteur de lumière (photo détectrice et amplificateur).
- (v) Surveillance de transfert de la source d'alimentation sur la source de secours.

(viii) *Repair rate* ( $\mu$ ) =  $1 / \text{mtrr}$ .

(ix) *Repairability* =  $\mu$ .

(x) *Average labour per repair* =  $\frac{\Sigma \text{ man-hours}}{\text{number of failures}}$ .

(xi) *Repair unit* =  $\frac{\Sigma \text{ times to repair}}{\text{number of CT's/or VT's years}} = \lambda \times \text{mtrr}$ .

(xii) *Unit labour* =  $\frac{\Sigma \text{ man-hours}}{\text{number of CT's/or VT's years}} = \lambda \times \text{Aver. Lab. per rep.}$

(xiii) *Servicing* : Action which may lead to dismantling for examination and/or replacement of parts in service or out of service.

(xiv) *Maintenance* : Every operation or inspection (visual and periodical) and servicing.

## 8. MAINTENANCE REQUIREMENTS

In general for conventional CT's the practice for corrective maintenance is to hold a stock of spares and components which are made to a standard design. As preventive maintenance inspections are usually carried out at regular intervals, say once a year, of the components which are most likely to be defective, such as connections, oil or gas pipe joints, etc. and these are reconditioned during bi-annual maintenance on the circuit-breaker.

For novel current-measuring sensors, to reduce maintenance requirements and at the same time to extend the mean-time-between-failures it is desirable to design the system with a substantial margin between the rated and the nominal operating values of the circuitry components. The components preferably should be de-rated to 50 percent of their rating.

Normally no maintenance involving, cleaning or adjusting should be necessary but inspection and check tests at regular intervals are recommended. The interval between successive inspections and check tests will depend upon experience and site conditions. The corrective maintenance is best carried out by replacement of faulty modules which necessitates the provision of adequate spares. A fault-finding list and the amplifier output continuously monitored and compared against each other would be to an advantage.

As an example of preventive maintenance the following operations are suggested to be carried out at regular intervals :

- (i) Measurement of current-transducer performance by checking continuity, capacitance value, etc.
- (ii) Checking of transmitter carrier and tone supervision frequency. This can be done by a standard tester which will show any deviation for the known input signal.
- (iii) Replacement of moisture absorbing crystals placed in the electronic chamber at the HV conductor.
- (iv) Monitoring light output on the receiver side. In a dual channel system this is simply carried out by changing over of the fibre-optical guides and if there is a significant difference an alarm should be initiated. This method checks transmitter LED's, fibre-optical guides, and light receiver (photo-detector and amplifier).
- (v) Monitoring transfer of power supply to a stand-by unit.

## 9. POSSIBILITÉS FUTURES

### 9.1. Possibilités sous forme de sortie numérique

Les nouveaux capteurs de courant utilisent des modes de modulation de types variés et un type de modulation numérique rendrait son adoption possible dans le cas d'utilisation de calculateurs. Il serait cependant sensible aux effets des parasites. Cette sensibilité étant relative au domaine global des fréquences du système et sauf lorsqu'une très large bande est disponible, il serait difficile d'obtenir la résolution requise pour le domaine dynamique par exemple 0,05 à 30 fois le courant nominal.

Dans le cas des nouveaux capteurs de tension, ceux-ci sont principalement basés sur des signaux du type analogique qui sont adaptés aux fonctions protection et mesure. Les résultats des installations expérimentales et des essais montrent que les prescriptions nécessaires ont été satisfaites et qu'il est difficile de voir quel avantage pourrait être obtenu par l'utilisation de nouveaux capteurs de tension capables de fournir des sorties numériques pour les protections et la tension de mesure. Si ceci est le cas, il y a toutefois doute sur le bénéfice qui pourrait être tiré sur les nouveaux capteurs de tension capables de fournir des sorties numériques.

Une justification, pour des transformateurs capteurs de courant et tension ayant des sorties numérique pourrait être trouvée dans le développement de relais de type numérique inclus dans le calculateur réalisant déjà des tensions diverses dans le poste HT.

### 9.2. Possibilités sous forme d'interface adapté

Actuellement les techniques analogiques sont employées dans la conception des protections statiques, quelquefois des méthodes logiques ou numériques peuvent être employées pour d'autres fonctions. Lors d'un changement d'équipement d'électromagnétique en électronique, un interface électromagnétique est prévu pour réaliser une isolation galvanique afin de rendre possible les diverses combinaisons des différents circuits.

Avec les capteurs de mesure non classiques, la charge est un paramètre significatif. Dans les relais modernes statiques, seulement 10 à 20 mW sont consommés par le dispositif électronique. La plus grande partie de la charge est perdue dans les câbles et dans les transformateurs d'entrée. Avec une nouvelle étude de cet interface la charge pourrait être réduite par isolement optique.

Comme première étape ceci devrait conduire à une entrée numérique ou codée d'un équipement isolé optiquement, produisant une sortie analogique qui alimenterait l'entrée de la protection électronique ou une sortie numérique ou un signal de mesure codé pourrait, directement, alimenter des relais fonctionnant suivant un principe numérique.

Lorsque de tels relais sont utilisés, un signal de mesure devrait être transmis du capteur HT directement à l'intérieur du relais sous forme optique.

Dans beaucoup d'appareils de mesure actuels les sorties analogiques des transformateurs de courant et de tension sont convertis sous forme numérique et transmises pour centralisation de mesure et de comptage. Avec une sortie numérique, les conversions au potentiel de la terre peuvent être supprimés. Les signaux numériques peuvent être transmis directement aux équipements de mesure et de comptage.

## 10. ESSAIS EN LABORATOIRE ET EXPÉRIENCE OPÉRATIONNELLE

Les Tableaux III et IV joints donnent un résumé des rapports techniques de base des capteurs de mesure de courant aussi bien du type actif que passif. Ces tableaux contiennent les rapports concernant 3 prototypes et 7 modèles d'équipement de système passif et 9 prototypes et 2 modèles de système actif. Les équipements prototypes ont été installés pour des périodes d'expérimentation sur les réseaux HT en vue d'investigation.

## 9. FUTURE POSSIBILITIES

### 9.1. Possibilities in Terms of Digital Processing

The novel current sensors use various types of modulation methods and a digital type of modulation renders itself for adoption to computer technology. It is however sensitive to the effects of interference. This sensitivity being related to the overall system frequency range and unless a very wide bandwidth is available it would be difficult to achieve the required resolution for the dynamic range, say, from 0.05 to 30 times the rated current.

In the case of novel voltage sensors these are mainly based on analogue type signals which are processed for protection and measuring functions. The results of trial installations and tests indicate that the necessary requirements can be met and it is difficult to see that any advantage could be gained by having novel voltage sensors capable of providing digital outputs for the protection, and measuring functions. If this is the case there are therefore doubts as to whether any benefits could be gained by having novel current sensors capable of providing digital outputs.

Any justification for having novel current and voltage sensors with the outputs in a digital form would be dictated by the development of digital type relays incorporated in the computer performing various functions in an HV substation.

--

### 9.2. Possibilities in Terms of New Interface Concepts

At present analogue techniques are used in the design of static protective relays although sometimes either digital or logical method may be employed for other functions. However, when changing from electro-magnetic to electronic devices, an electro-magnetic interface is required to achieve galvanic isolation to enable implementation of different circuit combinations.

With non-conventional measuring sensors the burden is a significant parameter. In a modern static relay only 10 to 20 mW are consumed by the electronic devices. The main part of the load is lost in the signal cables and the input transformers. With a new approach to the interface that is optical isolation, the burden could be reduced significantly. As a first step this could be achieved with a numerical or pulsed input to an optically isolated device producing an analogue output which is supplied to the input of the electronic type protective relay, or a digital or pulsed measuring signal could be fed directly to a numerically operated relay.

When such relays are introduced the measuring signal could be transmitted from the HV sensor directly into the relays in an optical form as an alternative to electrical signals.

In many present measuring devices the analogue output from CT's and VT's are converted to numerical form and transmitted for central measuring and metering purposes. With a numerical output the conversions at ground potential could be omitted. The numerical signal could be transmitted directly to measuring and metering devices.

## 10. TESTS IN LABORATORIES AND OPERATIONAL EXPERIENCE

The attached tables III and IV give a summary of the basic technical data of passive and active type current measuring sensors. These tables contain data concerning 3 prototype and 7 model type equipments of passive systems and 9 prototype and 2 model types of systems. The prototype equipments were installed for trial periods on HV systems for investigatory purposes.

TABLEAU III  
Caractéristiques des capteurs de mesure de courant type passif

Pays	Système primaire		Année de l'installation ou de l'essai	Nombre de mois en service	Précision %		Domaine dynam. exprimé sous forme de rapport	Méthode de modulation	Domaine de fréquence		Nombre de canaux	Type de convertisseur	Domaine de température en fonctionnement		
	Tension kV	Courant nominal			Protect	Mesure			Protect. kHz	Mesure Hz				Protect.	Mesure
France . . . . .	220	2000	1967	Modèle laborat.	6	1,5	~100:1	~10:1	Effet optique de Faraday	0 à quelques kHz	1	1	Cristal Flint	Equipem. intérieur	
Japon . . . . .	300	quelques centaines	1967	Modèle laborat.	3	0,5	300:1	~10:1	Effet optique de Faraday	0-2.6	1	1	Cristal au plomb	Equipem. extérieur	
Belgique . . . . .	150	600	1970	12	5P40	0,8	>500:1	~10:1	Effet micro-onde de Faraday	$0,01 \times 10^{-3}$ -2	1	1	Ferrite	-40 + 60 - 0 + 60	
France . . . . .	750	1000	1971	12	-	0,5	-	12:1	Effet optique de Faraday	-	1-250	-	1	Cristal flint	-20 + 50 - 20 + 50
France . . . . .	1200 et 400	5000 et 1000	1971	Modèle laborat.	5P	0,5	~1000:1	12:1	Effet optique de Faraday	0-1.0	0-1000	1	1	Cristal flint ou grenats YIG	-25 + 50 - 25 + 50
Belgique . . . . .	400	1000	1972	Modèle laborat.	3	0,5	500:1	~10:1	Effet micro-onde de Faraday	$0,01 \times 10^{-3}$ -2	1-200	1	1	Ferrite	-38 + 50 - 38 + 50
Royaume-Uni . . . . .	400	2000	1967	9	5P	0,5	1200:1	200:1	Effet optique de Faraday	$1 \times 10^{+3}$ -1.5	25-150	1	1	Cristal flint	-
Royaume-Uni . . . . .	400	100	1973	Modèle laborat.	-	1	500:1	120:1	Effet optique de Faraday	$1 \times 10^{-3}$ -2	$1-2 \times 10^3$	1	1	Cristal flint	-10 + 20 - 10 + 30
Suisse . . . . .	-	10	1969	Modèle laborat.	-	0,5	-	10:1	Effet optique de Faraday	-	0-500	-	2	Cristal flint et grenat	0 + 60 -
Japon . . . . .	550	12000	1975 (essai en Labo.)	Prototype/mod. lab.	0,37	0,5	75:1	-	Numérique	0-1.0	0,1-3	1	1	Effet Hall	-20 + 40 - 20 + 40
Australie . . . . .	132	2500	prévue pour 1979	1 prototype mod. Lab.	5P	0,5	200:1	20:1	Effet optique de Faraday	0 à quelques kHz	1	1	Cristal au plomb	-10g + 50 - 10g + 50	

TABLE III  
Characteristics of passive type current measuring sensors

Country	Primary System Voltage kV	Year of Installation or Testing	No. of Months in Service	Accuracy %		Dynamic Range Expressed as a Ratio	Methods of Modulation	Freq. Range		Type of Transducer	Operating Temperature Range °C	
				Protect Measur.	Protect Measur.			kHz	Hz		Indoor Equip.	Outdoor Equip.
France.....	220	1967	Lab. Model	6	1.5	~100:1 ~10:1	Optical Faraday Effect	0 to few kHz	0	Flint Glass		
Japan.....	300	1967	Lab.	3	0.5	300:1 ~10:1	Optical Faraday Effect	0-2.6	0-2.6	Lead Glass		
Belgium....	150	1970	12	5P40	0.8	>500:1 >10:1	Microwave Faraday Effect	$0.01 \times 10^{-3}$ to $1-200$	1-200	Ferrite	-40 + 60 - 40 + 60	
France.....	750	1971	12	-	0.5	- 12:1	Optical Faraday Effect	-	1-250	Flint Glass	-20 + 50 - 20 + 50	
France.....	1200 & 400	1971	Lab.	5P	0.5	~1000:1 12:1	Optical Faraday Effect	0-1.0	0-1000	Flint Glass or Garnets, YIG	-25 + 50 - 25 + 50	
Belgium....	400	1972	Lab. Model	3	0.5	500:1 ~10:1	Microwave Faraday Effect	$0.01 \times 10^{-3}$ to $1-200$	1-200	Ferrite	-38 + 50 - 38 + 50	
U.K.....	400	1967	9	5P	0.5	1200:1 200:1	Optical Faraday Effect	$1 \times 10^{-3}$ to $-1.5$	25-150	Flint Glass	-20 + 60 - 20 + 60	
U.K.....	400	1973	Lab. Model	-	1	500:1 120:1	Optical Faraday Effect	$1 \times 10^{-3}$ to $-2 \times 10^3$	$1-2 \times 10^3$	Flint Glass	-10 + 20 - 10 + 30	
Switzerland.....	-	1969	Lab. Model	-	0.5	- 10:1	Optical Faraday Effect	-	0-500	Flint Glass & Garnet Cryst.	0 + 60	-
Japan.....	550	1975 (tests in Lab.)	Prototype Lab. Model	0.37	0.5	75:1	Digital	0-1.0	0.1-1	Hall Element	-20 + 40 - 20 + 40	
Australia...	132	2500 Aiming for 1979	Prototype Lab. Model	5P	0.5	200:1 20:1	Optical Faraday Effect	0 to few kHz	few kHz	Lead Glass	-10g + 50 - 10g + 50	

TABLEAU IV  
Caractéristiques des capteurs de mesure de courant type actif

Pays	Système primaire	Année de l'installation sur le système HT	Courant nominal en A	Nombre de mois en service	Précision %		Domaine dynam. exprimé sous forme de rapport		Méthode de modulation	Domaine de fréquence		Nombre de canaux	Type du convertisseur	Type d'alimentation au niveau du conducteur HT		Domaine de température en fonctionnement	
					Protect.	Mesure	Protect.	Mesure		kHz	Hz			Secteur	En attente	Equip. intérieur	Equip. extérieur
Belgique	150	1969	600	48	0.2	1000:1	60:1	IDM	$0.16 \times 10^{-3}$	0.16 - 500	1	-	T.C.	Batterie	-40 + 60	-40 + 60	
Etats-Unis	765	1971	2000	29	0.5	2000:1		IDM	$0.16 \times 10^{-3}$	6.0	2	-	T.C.	Ultrasonic	-50 + 70	-50 + 70	
Etats-Unis	345	1971	2000	17	0.5	2000:1		IDM	$0.16 \times 10^{-3}$	6.0	2	-	T.C.	Ultrasonic	-50 + 70	-50 + 70	
Suède	400	1974	2000	encore en service	3.0	0.5	88:1	PTM	$0.10^{-3}$	5.0	2	2	T.C.	Batterie	-40 + 55	-40 + 55	
France	400*	1973	1500	encore en service	3.0	600:1		IFM	0 - 0.50	0 - 500	1		Shunt	Batterie	-25 + 40	-5 + 40	
Italie	220	1973	1000	12	0.2	0.2	500:1	24:1	MD	0 - 1.0	0 - 1000	1	1	Shunt	Batterie	-30 + 50	-30 + 50
Royaume-Uni	400	1974	4000	encore en service	< 1	0.5	1200:1	30:1	IFM	$0.16 \times 10^{-3}$	15 - 300	2	-	Conver-tisseur sans fer	Transfor. entrefer réparti	-5, +45	-10, +70
Etats-Unis	230		1000		0.2	0.2	200:1		MIC	0 - 0.23	-	1	-	T.C.	-45 + 75	-45 + 75	
Italie	220	1974	1000	Modèle labor.	5P	0.2	300:1	30:1	IFM	0 - 1.5	0 - 1500	1	1	Shunt	Moteur générat. air comp.	-5 + 45	-20 + 60
U.R.S.S.				Modèle laborat.	2.5		150:1		MIC			1		T.C.	-40 + 20	-40 + 20	
Etats-Unis	230		3000					MF			1	0	Shunt	Batterie	-	-	

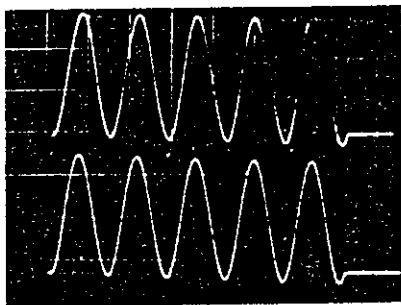
TABLE IV  
Characteristics of active type current-measuring sensors

Country	Primary System	Year of Installation on the H.V. System	No. of Month in Service	Accuracy %		Dynamic Range Expressed as a Ratio		Method of Modulation	Frequency Range		No. of Channels	Type of Transducer	Type of Power Supply at HV Conductor	Operating Temperature Range °C
				Protect.	Meas.	Protect.	Meas.		Protect. kHz	Meas. Hz				
Belgium	150	1969	48	0.2	0.2	1000:1	60:1	PDM	$0.16 \times 10^{-3}$ -0.5	0.16-500	1	CT's	Battery	-40, +60 -40, +60
U.S.A.	765	1971	29	0.5	0.5	2000:1		PDM	$0.16 \times 10^{-3}$ -6.0		2	CT's	Ultrasonic	-50, +70 -50, +70
U.S.A.	345	1971	17	0.5	0.5	2000:1		PDM	$0.16 \times 10^{-3}$ -6.0		2	CT's	Ultrasonic	-50, +70 -50, +70
Sweden	400	1974	still in operation	3.0	0.5	800:1	25:1	PTM	$0.10^{-3}$ -5.0	40-70	2	CT's	Battery	-40, +55 -40, +55
France	400*	1973	still in operation	3.0		600:1		PFM	0-0.50	0-500	1	Shunt	Battery	-25, +40 -5, +40
Italy	220	1973	12	0.2	0.2	500:1	24:1	DM	0-1.0	0-1000	1	Shunt	Battery	-30, +50 -30, +50
United-Kingdom	400	1974	still in operation	<1	0.5	1200:1	30:1	PFM	$0.16 \times 10^{-3}$ -7.5	15-300	2	Air Cored Transducers	DAG CT's	-5, +45 -10, +70
U.S.A.	230	1000		0.2	0.2	200:1		PCM	0-0.23		1	CT's	Line Pot. Resistor	-45, +75 -45, +75
Italy	220	1000	Lab. model	5P	0.2	300:1	30:1	PFM	0-1.5	0-1500	1	Shunt	Compressed Air Motor/ Gen.	-5, +45 -20, +60
U.R.S.S.			Lab. model	2.5		150:1		PCM			1	CT's		-40, +20 -40, +20
U.S.A.	230	3000						FM			1	0	Shunt Battery	

Autant qu'il est possible de l'estimer à partir des publications, tous les prototypes ont été largement essayés dans les laboratoires et les stations d'essais à grande puissance avant d'être placés sur réseaux pour expérimentation. Les essais en laboratoire et stations d'essai ont été effectués en simulation pour estimer le comportement et la précision globale dans l'étendue totale des courants et des conditions d'environnement. Les résultats du comportement du prototype développé au Royaume-Uni, qui ont été obtenus par des essais avec injection au secondaire pour un système dont le rapport X/R était de 110, avec réenclenchements successifs, réponse à l'impulsion et réponse au transfert de canaux sont présentées aux figures 9 à 13. En plus des essais à l'onde de choc de foudre et l'onde de surtensions de manœuvre avec les équipements électroniques alimentés, les tests d'effet de couronne aussi bien que les essais sous brouillard salin ont été effectués afin d'évaluer le comportement de l'électronique pendant les décharges causées par ces conditions.

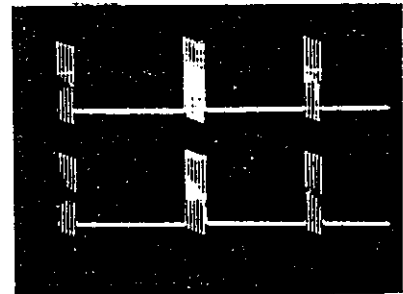
On peut remarquer dans les tableaux que la plupart des équipements ont démontré qu'ils respectaient la classe de mesure 0,2 ou 1 et la classe de protection 5P de la publication de la C.E.I., N° 185 de 1966. Ces classes de précision sont pour le domaine dynamique déclarées dans les tableaux III et IV.

Les performances de ces prototypes ont été aussi vérifiées en expérimentation sur le réseau et dans certains pays avec, aussi, des essais de manœuvres d'appareils tels que sectionneurs, disjoncteurs, insertion et coupure de charge sur un réseau et essai sur défaut réel en réseau.



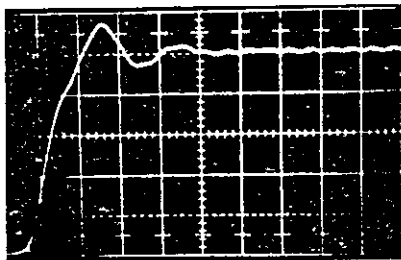
Trace supérieure équival. entrée 60 kA  
X/R = 110  
Trace inférieure - sortie 30 A

FIG. 9. - Comparaison entre entrée et sortie



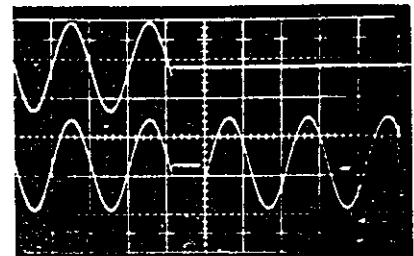
Trace sup. - entrée. (équiv. 60 kA)  
Trace inf. sortie (30 A)  
= 100

FIG. 10. - Réenclenchements successifs



X - 50  $\mu$ S/Div.  
Y - 20 kAp/Div.

FIG. 11. - Réponse à une impulsion



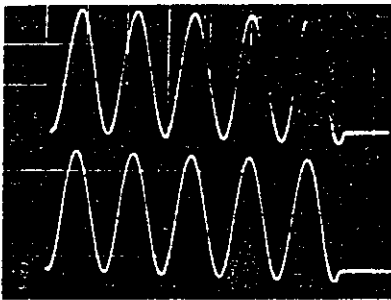
X - 10 mS/Div.  
Y - 15 kAp/Div.

FIG. 12. - Réponse à un changement de canal de A à B

As far as it is possible to assess from published literature, all prototype equipments were extensively tested in HV laboratories and high-current testing stations before being subjected to system tests and trials. The tests in laboratories and testing stations were carried out under simulated conditions to assess the overall system accuracy and performance over the complete range of currents and environmental conditions. Typical results of the performance of the prototype unit development in the United Kingdom which were obtained by secondary injection tests for a system X/R value of 110, successive auto-reclosure, system pulse response, and response of transfer of a faulty channel to healthy channel are shown in Figures 9 to 13 inclusive. In addition to standard lightning and switching impulse tests with the electronic equipment energized, visual corona tests as well as tests in the salt-fog test chamber were carried out to evaluate the performance of the electronic equipment during discharges caused by these conditions.

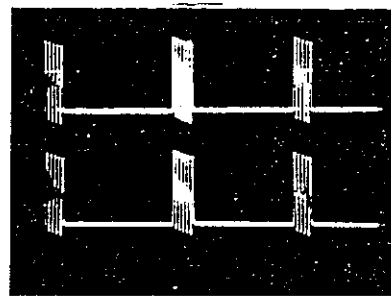
As can be seen from the Tables the majority of the developed equipments have been proven by the tests to have the measuring accuracy within the range of Class 0.2 to Class 1 and protection accuracy Class 5P of the IEC Publication 185, 1966. These classes of accuracy are within the dynamic range stated in the Table.

The performance of these prototype units was also substantiated by system trials, and in some countries also by system switching tests such as operations of isolators, circuit-breakers, switching on and off loads on a circuit and system fault-throwing tests.



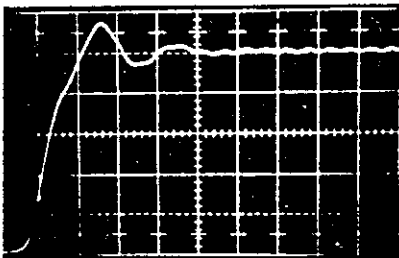
Top Trace equivalent input 60 kA  
X/R = 110  
Bottom Trace - output 30 A

FIG. 9. - Comparison between input and output



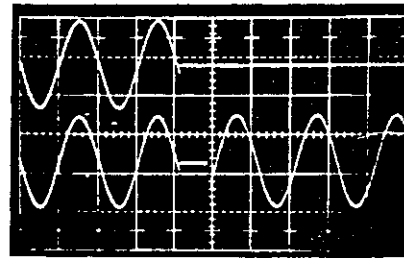
Top Trace - input (Equiv. 60 kA)  
Bottom Trace - output (30 A)  
80 % Offset ; X/R = 100

FIG. 10. - Successive auto-reclosure



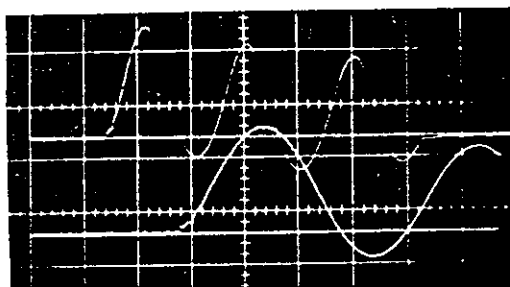
X - 50  $\mu$ S/Div.  
Y - 20 kAp/Div.

FIG. 11. - System pulse response

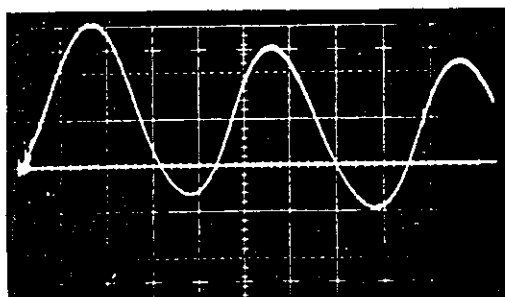


X - 10 mS/Div.  
Y - 15 kAp/Div.

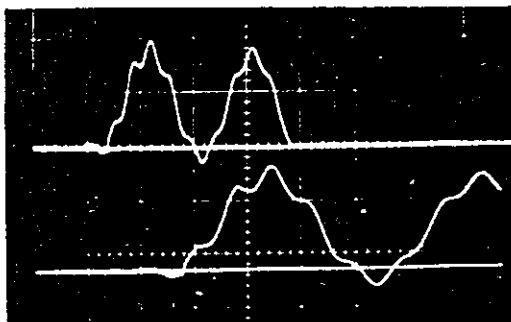
FIG. 12. - Response of transfer from channel A to B



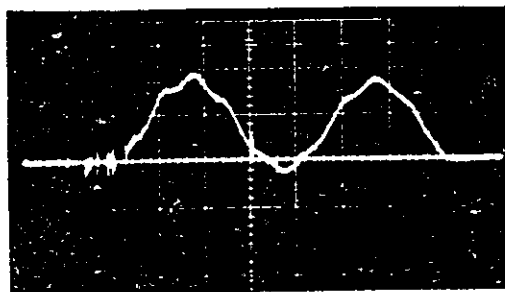
COURANT DE DEFAUT 18.3 kA<sub>p</sub>  
SHUNT NON INDUCTIF  
TRACE SUPERIEURE 10 kA/DIV.  
10 ms/DIV.  
TRACE INFERIEURE 10 kA/DIV.  
5 ms/DIV.



COURANT DE DEFAUT 18.3 kA<sub>p</sub>  
LIAISON OPTIQUE  
6.0 kA/DIV.  
5 ms/DIV.

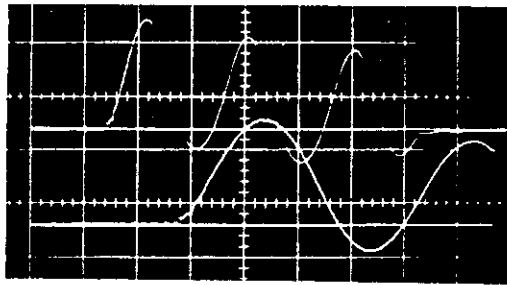


COURANT DE DEFAUT 2.7 kA<sub>p</sub>  
SHUNT NON INDUCTIF  
TRACE SUPERIEURE 5 kA/DIV.  
10 ms/DIV.  
TRACE INFERIEURE 1.5 kA/DIV.  
5 ms/DIV.

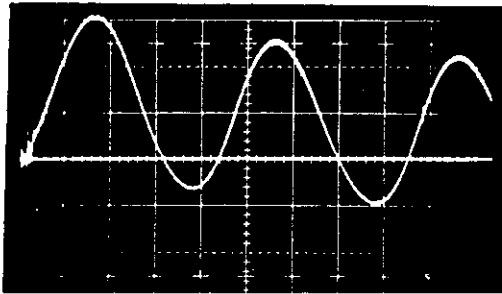


COURANT DE DEFAUT 2.7 kA<sub>p</sub>  
LIAISON OPTIQUE  
1.5 kA/DIV.  
5 ms/DIV.

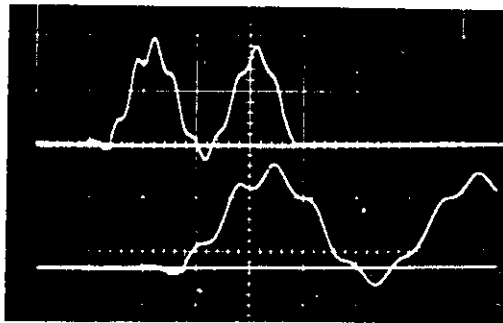
FIG. 13. - Courants de défaut à la terre (Phase bleue)



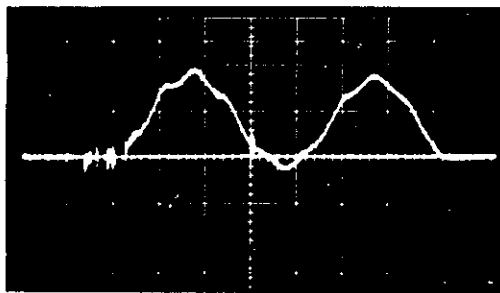
FAULT CURRENT 18.3 kAp  
NON-INDUCTIVE SHUNT  
UPPER BEAM 10 kA/DIV.  
10 ms/DIV.  
LOWER BEAM 10 kA/DIV.  
5 ms/DIV.



FAULT CURRENT 18.3 kAp  
OPTICAL-LINK.CT.-  
6.0kA/DIV.  
5 ms/DIV.



FAULT CURRENT 2.7 kAp  
NON-INDUCTIVE SHUNT  
UPPER BEAM 1.5 kA/DIV.  
10 ms/DIV.  
LOWER BEAM 1.5 kA/DIV.  
5 ms/DIV.



FAULT CURRENT 2.7 kAp  
OPTICAL-LINK CT  
1.5 kA/DIV.  
5 ms/DIV.

FIG. 13. - Blue phase to earth fault currents

Aux Etats-Unis ces essais et expérimentations ont été menés à bien et les résultats ont démontré que les performances étaient en plein accord avec celles des TC classiques et le comportement des parties essentielles que constitue l'électronique des capteurs étaient pleinement satisfaisant. Pendant des orages électriques lorsqu'une grande pointe était enregistrée à la sortie du capteur de courant elle était attribuée à la large bande du système capteur de courant. Quelques perturbations parasites ont été relevées pendant les opérations de manœuvres. Les résultats cependant ont été tels qu'il a été jugé inutile de prolonger les essais et l'expérimentation au-delà d'une période de 17 à 29 mois. Après démontage il a été trouvé, à la suite d'essais complémentaires en laboratoire, que les perturbations avaient leurs origines dans l'écran du câble d'environ 250 m qui raccordait le pré-amplificateur situé à la base de l'isolateur de l'appareil et le récepteur dans la salle de relais. Ce problème a été résolu par un filtre large bande inséré à l'entrée du démodulateur.

Par la suite, un complément d'informations sur le prototype non classique installé pour expérimentation sur le réseau 400 kV a été donné par le CEGB. Après 40 mois de service l'unité a été soigneusement inspectée et essayée par injection de courant par le secondaire et les informations suivantes sur l'état général de l'équipement et sur les résultats d'essais ont été données :

#### (I) Equipement au potentiel de la ligne

Aucun signe de suréchauffement ou de corrosion. Le « dessiccateur » à sel d'alumine a été chargé deux fois et dans chaque cas le taux d'absorption d'eau en poids était de 10 pour-cent pour une valeur limite maximale de 13 pour-cent. Le poids du « dessiccateur » normalement utilisé était de 400 g.

Le dispositif ultrason a maintenu une tension stable de 21 V. La tension nominale exigée est 14 V. Une variation de la fréquence nominale de fonctionnement de 24 337 kHz à 24 345 kHz soit 8 Hz est apparue.

#### (II) Signaux lumineux

On a constaté que la variation du signal lumineux de sortie était négligeable dans les guides de lumière Corning (0,7 dB/m) et était de 8 pour-cent dans les guides de lumière Schott (0,4 dB/m). Aucune variation dans la diode émettrice n'a été observée.

#### (III) Réponse en amplitude

La réponse en amplitude générale du système a été vérifiée par injection de courant au secondaire, et la variation maximale de l'erreur n'a pas dépassée  $\pm 0,5$  pour-cent. Il n'y avait aucune différence de performance pour un courant simulé de 160 kA de crête avec des rapports X/R de 100, 60 et 20. Aucune dégradation n'était mesurable pendant les essais de réenclenchement à 50 kA de crête et X/R de 60.

#### (IV) Généralités

Les fréquences porteuses de l'émetteur sont restées identiques à moins de 0,17 pour-cent et la fréquence de contrôle à moins de 0,05 pour-cent. Durant la période de 40 mois de service il y eût quelques défauts dans les amplificateurs situés au potentiel de la terre mais cela n'a pas été considéré comme significatif.

## 11. CONSIDÉRATIONS ÉCONOMIQUES

Les nouveaux capteurs de mesure de courant se sont initialement développés pour des applications dans les postes HT extérieurs, qui utilisaient des protections du type statique et où un degré de précision dans les régimes transitoires étaient essentiels. Pour de tels postes le coût de TC classiques est approximativement proportionnel au carré de la tension du réseau, alors que pour les nouveaux capteurs leur coût s'accroît, comme l'accroissement de l'isolation en fonction de la tension du réseau. Le coût est cependant lié à la charge nominale secondaire, de ce fait, les économies sont fortement dépendantes de la puissance de sortie en VA. D'autre part, le coût de l'équipement électronique peut décroître comme cela s'est produit pendant ces dernières années.

Cependant, une comparaison de coût ne peut être faite car les TC classiques et les nouveaux capteurs ne sont pas directement comparables en performances techniques ou en fiabilité.

*In the USA these tests and trials were successful and the results have shown that the performance was in close agreement with that of the conventional CT's, and the performance of the essential electronics of the sensors was highly satisfactory. A problem experienced was during a lightning storm when a large spike was recorded in the current-sensor output which was attributed to the fact that the sensor system has a very wide band. Some spurious interference was also experienced during switching operations. The results however were such that it was deemed no longer necessary to continue the tests and trials after some 17 to 29 months. After removal it was found, by additional laboratory tests, that the interference was picked-up on the screened coaxial cables which was about 250 m long connecting the pre-amplifier at the base of the insulator column and the receiver in the relay room. This problem was eliminated by a wide band filter inserted at the input of the demodulator.*

*In the following an account of the CEGB experience gained with the prototype non-conventional CT installed on the 400kV system is given. After 40 months in service the unit was thoroughly inspected and tested by secondary injection and the following information gives the overall state of the equipment and the results of the tests :*

*(I) Line Potential Equipment*

*No signs of overheating or corrosion. The tests indicated no deterioration during the past 3 years. The alumina desiccator was changed twice, in each case absorption of water was about 10 percent by weight, the limit being 13 percent. The weight of desiccator normally used is about 400 gm.*

*Ultrasonic has maintained a stable 21 volts. Nominal voltage required is 14-V. A change in the optimum operating frequency of 24.337 kHz occurred, i.e. by 8 Hz.*

*(II) Light Signals*

*Negligible change in the light signal output was found in Corning light guides (0.7 dB/m), and there was 8 percent change in Schott light guides (0.4 dB/m). No change in the LED outputs was observed.*

*(III) Amplitude Response*

*The comparative amplitude response of the overall system was checked by secondary injection, and the maximum variation was within  $\pm 0.5$  percent. There was no difference in the performance for simulated current of 160 kA peak with X/R ratios of 100, 60 and 20. No deterioration was measurable for auto-reclosure tests with 50 kA peak and X/R of 60.*

*(IV) General*

*The transmitter carrier frequencies were found to be changed by less than 0.17 percent and the supervisory tone by less than 0.05 percent. During the 40 months period in service there have been a few failures of transistors in the amplifiers located at ground potential but this is not thought to be significant.*

## **11. ECONOMIC CONSIDERATIONS**

*The development of novel current measuring sensor systems was primarily made for application to outdoor HV substations where solid-state type protections are being employed, and where a high degree of transient accuracy is essential. For such substations the cost of conventional CT's is approximately proportional to the second power of the system voltage while for the novel current measuring sensors there would only be an incremental cost associated with the increase in insulation as the transmission voltage increase in insulation as the transmission voltage increases; the cost is however related to the rated secondary burden, in the sense that the economies strongly depend on the output in VA.*

*On the other hand the cost of the electronic equipment may decrease as has been experienced in the recent years. However, a direct comparison of cost cannot be made as the conventional CT's and novel current measuring sensors are not directly comparable in technical performance or in reliability.*

L'expérience limitée sur les nouveaux capteurs fait que le difficile problème du coût de la maintenance pour obtenir un degré donné de fiabilité est aujourd'hui non résolu. Ceci est de même compliqué par la tendance croissante dans l'utilisation de convertisseurs analogique-numérique comme adaptateurs pour TC dans les fonctions de mesure et de comptage.

Ces limitations étant prises en compte, on peut indiquer que sur un réseau 400 à 500 kV avec la disposition classique de la figure 14, le coût avec les nouveaux capteurs serait du même ordre qu'avec le TC classique. Pour des réseaux à tension supérieure les nouveaux capteurs, outre leur supériorité en régime transitoire, apporteraient un gain économique.

Lorsque le coût de l'installation, la nécessité de surface d'un poste et le coût de l'isolation HT sont pris en compte, il peut-être possible d'avoir des avantages même pour des postes à 400/500 kV en adaptant une des dispositions montrées en figure 14 où les capteurs de courant et de tension sont logés dans la même porcelaine. Dans la disposition A les circuits bouchons et les interrupteurs de mise à la terre sont conservés dans leur disposition habituelle, dans le type B les circuits-bouchons et les capteurs de courant et de tension font un seul appareil par phase et dans le type C prévu lorsqu'il n'y a pas d'injection de courant porteur HF les circuits-bouchons ont été supprimés.

Une autre économie possible pourrait être obtenue par l'utilisation de nouveaux capteurs en réduisant l'équipement pour l'établissement au niveau HT des grandeurs issues du courant. Actuellement dans le système de protection classique (c'est-à-dire à courant porteur ou de distance), les grandeurs issues du courant sont converties en tension et utilisées sous forme de tension par le relais.

Pour satisfaire les exigences des relais de protection classique, les nouveaux capteurs ont un convertisseur tension-courant et des amplificateurs de puissance incorporés. La suppression de ces appareils et celle de la conversion courant-tension à l'intérieur de la protection conduirait sans aucun doute à la réduction des coûts à la fois des capteurs et de la protection.

Les tendances récentes pour l'utilisation de relais numériques ou de calculateurs dans les postes HT montrent que les TC non classiques peuvent être prescrits afin de fournir des sorties numériques. Pour cela un transformateur à effet Hall a été essayé et une brève description de cette méthode est donnée dans ce rapport. Ces essais doivent être poursuivis et bien des améliorations seraient nécessaires avant que cette méthode soit utilisée en pratique courante. Des études ont aussi été faites avec des TC classiques avec une très faible puissance de sortie combinés avec des convertisseurs analogique-numérique placés près de la sortie du TC. Il en résulte que la sortie numérique obtenue par cette combinaison présente une bonne fiabilité et une bonne qualité.

Il est invraisemblable que l'utilisation du nouveau capteur de courant dans les cellules blindées apporte quelque économie. De telles applications ne se justifieraient que par la supériorité technique des nouveaux capteurs et leur insensibilité aux perturbations, particulièrement pour les réseaux où un rapport X/R élevé diminuerait la performance des transformateurs classiques avec ou sans entrefers répartis.

On doit rappeler pour conclure qu'il y a maintenant 3 ans une étude a été faite aux Etats-Unis et au Canada et un rapport spécial de l'IEEE\* a été publié sur le comportement des TC en régime transitoire. La conclusion générale de ce rapport était, qu'il n'avait pas été jugé nécessaire ou désirable d'adopter un TC à entrefer mais de continuer à utiliser le TC classique. La conception des relais tenait compte du comportement de TC en régime transitoire et les performances de l'ensemble (TC plus protection) sont satisfaisantes.

Aux Etats-Unis, une série d'expériences a été menée à terme pour s'assurer des avantages des transformateurs de courant non classiques. Après des essais en laboratoire et sur le site, il a été conclu que quoique de tels appareils soit techniquement faisables, ils n'offraient pas, soit la fiabilité et les performances requises, soit un avantage économique et aucune étude n'est actuellement entreprise dans le but d'améliorer cette situation. Si des avantages peuvent être demandés dans l'utilisation de TC non classiques avec l'élévation du courant, ils seront sans aucun doute adoptés.

Aux Etats-Unis un nouveau projet démarre actuellement, dans lequel un capteur de mesure de courant non classique est inclus dans une installation expérimentale à 1 200 kV isolé au SF<sub>6</sub>. Cette installation est commanditée par l'Electric Power Research Institute (EPRI) et le Department of Energy of the

---

\* Voir référence [44]

The limited experience with the novel current measuring sensors makes this problem more difficult as the cost of maintaining a given degree of reliability is unknown at present. This is further complicated by the trends in application of analogue-to-digital converters as interface units to conventional current-transformers for metering and measuring functions.

With these limitations taken into consideration, indications are that for the 400 kV or 500 kV transmission systems, and with the conventional arrangement of substations as shown in Figure 14, the cost of the novel current measuring sensors would be of the same order as for conventional CT's. For transmission voltages higher than 500 kV the novel sensors, besides their superior transient performance, should yield an economic gain.

When the cost of installation, space requirements for a substation, and the cost of HV insulation are taken into account it may be possible to achieve an economic advantage for 400 kV or 500 kV substations by adopting one of the proposed schemes shown in Figure 14 where the current and voltage sensors are contained in one porcelain unit. In Scheme A line-traps and earthing switches are retained as in the conventional arrangement, in Scheme B the line-traps and current and voltage sensors form a single unit per phase, and Scheme C is for the cases where carrier-current injection is not required i.e. line-traps are omitted.

A further possible economic gain which could be achieved in the application of novel sensors to any transmission voltages is by reducing the hardware required for the processing of the HV conductor current derived quantities. At present in conventional protection systems (e.g. carrier-current and distance protection) the current derived quantities are converted to voltage source and processed as a voltage for the relays to take an appropriate action. To meet the requirements of the conventional protective relays the novel sensor systems incorporate voltage-to-current converter units and high power rating amplifiers. The omission of these units and current-to-voltage converter units in the protection should undoubtedly result in some reduction in the cost of both protection and novel sensors.

The recent trends for possible application of digital type relays or computers in HV substations indicate that non-conventional CT's may be required in order to obtain digital outputs. For this purpose a Hall Effect sensor has been tried and a brief description of this method is given in the Report. It is intended to carry out further tests and a lot of improvements will be necessary before this method is used for practical purposes. Studies have also been made with conventional CT's in conjunction with low burden and A/D converters located near the CT output. It is considered that the digital output in this combination can be obtained with high reliability and good performance.

It is unlikely that the application of novel sensors to metalclad substations will yield any economic gains. Such an application would only be justified on the technical superiority of the novel sensors and a freedom from interference problems, particularly for the systems where high X/R ratio values could degrade the performance of conventional CT's and with distributed air-gap CT's.

To conclude, it should be remembered that 3 years ago in the USA and Canada a study was made and a special IEEE\* report was published on the transient behaviour of the CT's. The general conclusion of the report was that it was not found necessary or desirable to adopt the air-gap CT's but to continue the use of the CT's. Consideration in the design of the relays is given to the transient behaviour of the CT's and the performance of the combined equipment is satisfactory.

In the USA a series of experiments was carried out to assess the advantages of non-conventional current-measuring sensors. After laboratory and field tests it was concluded that while such devices were technically feasible they did not offer either performance, reliability or economic advantage and no further significant investigations are being made in this respect. They are interested in current developments and if advantages can be shown in the use of non-conventional CT's these will no doubt be adopted.

One new project is now starting in the USA which is the non-conventional current-measuring sensor which will be part of an experimental 1200 kV SF<sub>6</sub> type installation. This is sponsored by the Electric Power

---

\* See reference [44].

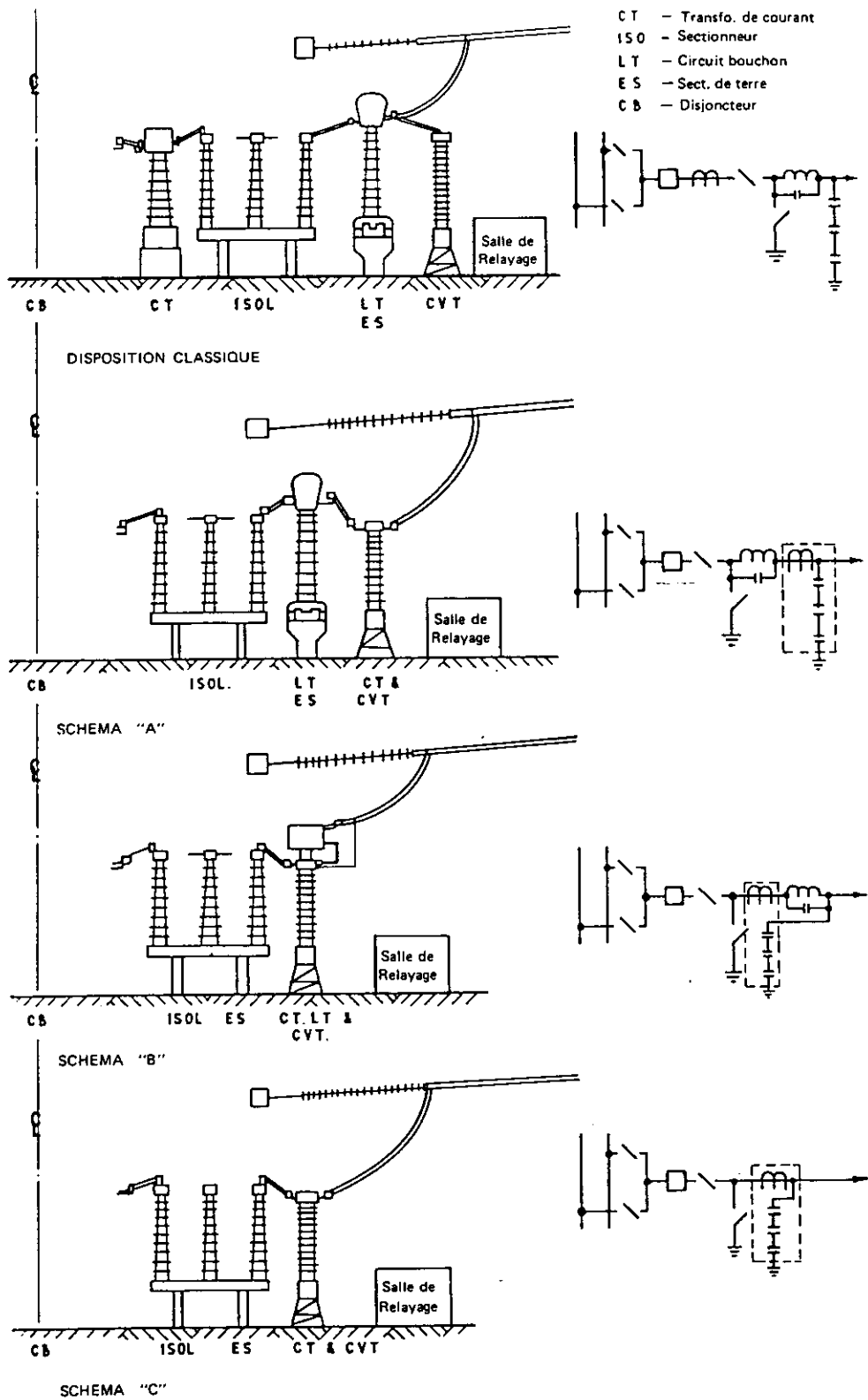


FIG. 14. - Dispositions possibles pour des combines de mesure 400 kV S/S

U.S. Government. Cette expérience est encore à son étape initiale et une information sera fournie au Comité lorsqu'elle sera disponible.

La tendance actuelle aux Etats-Unis est orientée vers les disjoncteurs à cuve et vers l'installation blindée pour lesquels il est plus intéressant d'utiliser des TC classiques.

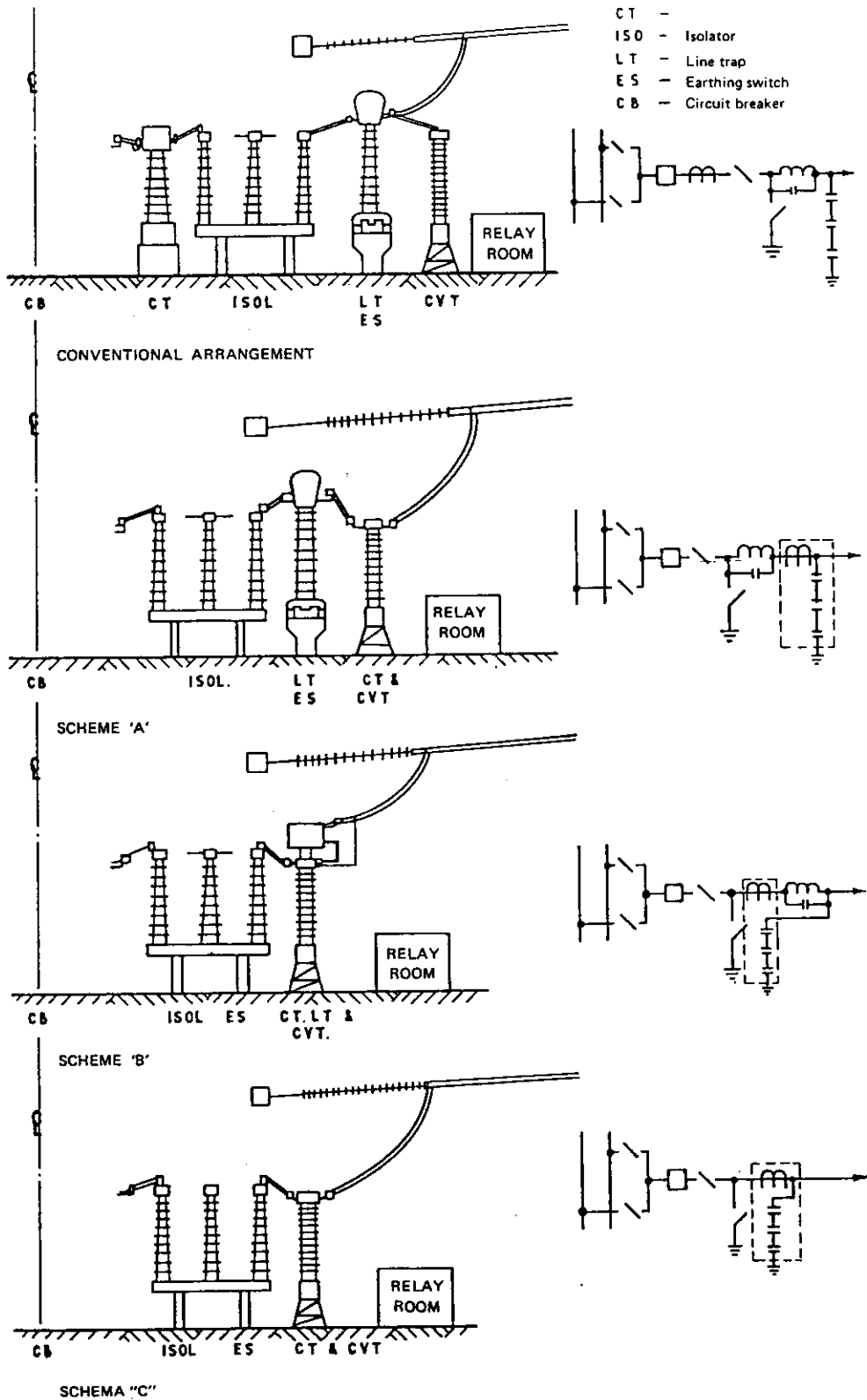


FIG. 14. - Possible arrangements of combined current voltage sensors in 400 kV SIS

Research Institute and Department of Energy of the US Government. This experiment is still in its initial stage and information will be provided to the Committee as it becomes available.

The present trend in the USA is towards dead-tank breakers and metalclad installations with which it is more attractive to use conventional CT's.

## 12. CONCLUSIONS

Les systèmes passifs de mesure de courant basés sur effet optique de Faraday sont plus intensément étudiés que les systèmes actifs. Le grand avantage intrinsèque de ces systèmes passifs est qu'il sont simples et pourraient être très fiables. Cependant, ces systèmes exigent une précision de montage optique qui est habituellement très sensible aux vibrations mécaniques et à toutes les variations dans les fixations, comme celles dues aux variations de température.

Les systèmes passifs utilisent des fréquences du spectre optique et la largeur de bande est limitée par les appareils électroniques récepteurs. Beaucoup de modèles de laboratoire ont été construits et étudiés et conviennent mieux pour satisfaire les besoins de mesure pour la recherche de cause de phénomènes ou pour des systèmes d'essais où leur possibilité de largeur de bande étendue serait particulièrement appréciée.

Il y a aussi deux modèles passifs basés sur la modulation de micro-onde par le champs magnétique produit par le courant à mesurer. Un modèle conçu au Japon et pour lequel des informations complètes ne sont pas encore disponibles semble être très complexe. L'autre, construit en Belgique, semble intéressant. C'est un système ayant une dynamique de 1 000/1 avec une précision raisonnable dans un large domaine de température.

Le tableau IV ci-joint donne des données techniques de base de systèmes actifs. Les caractéristiques techniques de ces systèmes sous forme de précision, linéarité et réponse sont supérieures à celles des transformateurs de courant classiques. Les systèmes ont été étudiés pour répondre aux besoins de protection de distance statique et réduisent considérablement les problèmes d'isolation à la haute tension.

Les inconvénients les plus sérieux des systèmes actifs sont leur complexité et la nécessité d'une source d'alimentation au niveau haute tension. Egalement, si un système utilise un CT classique comme convertisseur de courant, il a les mêmes limitations qui sont inhérentes au TC classique, c'est-à-dire largeur de bande réduite et effets de saturation.

Des systèmes actifs complets utilisant des guides de lumière par fibre optique comme liaison de communication ont été expérimentés sur les réseaux HT depuis 1969 et quelques-uns continuent de fonctionner avec succès, à tel point que certains de ces systèmes développés peuvent être utilisés opérationnellement.

Les applications des capteurs non classiques sont très sensibles à la forte tendance actuelle de développement de l'appareillage blindé et il n'y a aucune raison économique, jusqu'à des tensions de 400 kV, pour abandonner les TC classiques avec ou sans entrefers distribués. Néanmoins, il y a une possibilité d'utilisation des systèmes actifs avec transmission par fibre optique qui apporterait un avantage économique par rapport au système classique pour des réseaux de tension supérieure à 400 kV.

L'utilisation de guides optiques dans les systèmes actifs et leurs performances favorables pendant l'expérimentation sur réseau ouvrent des perspectives pour l'utilisation de fibre optique comme moyen optique de communications à l'intérieur des postes HT. Les développements rapides dans cette nouvelle technologie offriront sans doute des avantages non seulement pour les fonctions de mesure de courant, mais aussi pour la conduite en incluant les fonctions de communications entre ordinateurs.

En fait, ces systèmes ont été primitivement étudiés pour satisfaire aux exigences des protections existantes et les fonctions de mesure nécessitant des sorties analogiques des sources de courant; les principes de base pour la transmission des signaux pourraient être valables pour la transmission des signaux de forme numérique. L'incitation à choisir une forme numérique pour la transmission et les sorties, ainsi que les études futures dans ce domaine, seraient influencées par la tendance à utiliser les calculateurs pour les fonctions de protection, de commande et de mesure et le développement futur des réseaux de transport à THT.

## 12. CONCLUSIONS

*The passive current-measuring systems based on the Faraday optical-effect have been more intensively investigated than the active systems. The great potential advantage of these systems is that the passive HV units are simple and could be very reliable. However, these systems require a precision optical set-up which is usually very sensitive to mechanical vibrations and to any changes in mechanical attachments, even those due to temperature variations.*

*The passive systems make use of frequencies in the optical spectrum and the bandwidth is limited by the receiving electronic devices. There are many laboratory models which were built and investigated and these are more suitable to meet the measurement needs for diagnostic investigations and system tests where the wide bandwidth capability would have particular merit.*

*There were also two passive system models based on microwave modulation by the magnetic field produced by the current to be measured. One model designed in Japan and although a complete data about it is not available, it appears to be very complex. The other one, built in Belgium, seems interesting. It is a simple system having a dynamic range of 1000:1 with reasonable accuracy within a wide temperature range.*

*In the Table IV a summary of basic technical data is given of the active systems. Out of eleven representative units only 2 are laboratory models. The technical characteristics of these systems in terms of accuracy, linearity and response are superior to those of conventional current-transformers. The systems as designed are suitable for solid-state type protection and reduce considerably the problems of HV insulation.*

*The serious disadvantages of the active systems are their complexity and the need for a power supply at HV potential. Also if a system utilises a conventional CT as a current-transducer it has inherently similar limitations as a conventional CT i.e. limited bandwidth and saturation effects.*

*Complete active systems utilizing fibre-optical guides as communication links have been on HV system trials since 1969 and some of these are being continued successfully to the point where the developed system could be used operationally.*

*Operational application of the non-conventional current-measuring sensors is very much influenced by the present strong trend towards the use of metalclad switchgear and there is no economic incentive up to 400 kV transmission voltages to depart from the use of conventional CT's with or without distributed-air-gaps. Nevertheless there are little doubts that the active systems utilizing fibre-optical guides will yield some economic advantage as compared with the conventional type for transmission voltages higher than 400 kV.*

*The use of fibre-optical guides in the active systems and their favourable performance during trials on HV systems offers prospects for use of the optical guides as a means of optical methods for communication within HV substations. The rapid development in this new technology will no doubt offer benefits not only for current measuring functions but also for control functions including inter-computer communication.*

*Although the systems were primarily developed to meet the requirements of the existing protection and measuring functions requiring analogue type outputs from the current sources, the adopted basic concepts for transmission signals could also be made viable for transmission of such signals and outputs in a digital form. The incentive of having transmission and outputs in a digital form as well as further work in this field would be influenced by the trends of computer applications for protection, control and measuring functions and future development of EHV transmission systems.*

### 13. LISTE DES FIGURES

- Fig. 1. - Capteur de courant basé sur l'effet Hall.
- Fig. 2-3-4a-4b. - Transformateur de courant à flux zéro.
- Fig. 5. - Schéma d'un système actif.
- Fig. 6. - Circuits d'un convertisseur de courant.
- Fig. 7. - Réponse d'un transformateur sans fer.
- Fig. 8. - Probabilité de défaillance.
- Fig. 9. - Oscillogramme des courants d'entrée et de sortie dans un système actif.
- Fig. 10. - Oscillogramme de réenclenchements successifs.
- Fig. 11. - Oscillogramme de réponse à une impulsion d'un système actif.
- Fig. 12. - Oscillogramme de la réponse d'un transfert de canal (système actif).
- Fig. 13. - Oscillogramme de courant de défaut dans le système primaire mesuré par le capteur de courant (système actif).
- Fig. 14. - Dispositions possibles de T.C. et T.C.T. combinés dans un poste 400 kV.

### 14. REFERENCES - BIBLIOGRAPHIE

- [1] Bayajian A : US Patent 2.428.613, 18th October 1943.
- [2] Saito S., Ohno Y., Kitsuregawa T., Nakahara S., Tachikawa S. and Obata T., « Microwave current transformer for EHV power transmission lines », in Conf. Paper, 1971 European Microwave Conf., Paper C9, Aug. 23-28, 1971.
- [3] Crepaz S. and Manigrasso R., Principles which can be used for electronic current and voltage measuring devices, *AIM-Leige*, June 1973.
- [4] Ferguson J.S., Radio telemeter system senses EHV line current, *Electrical World*, March 6th, 1967.
- [5] Report of Working Group on Low-Power Current Sources to Relay Inputs Sub-Committee of the I.E.E.E. Power System Sub-Committee, May 1969.
- [6] Stalewski A. and Brown C.W., Optical-Link Current-Transformer, *I.E.E. Conférence on Development in Power System Protection*, London, March, 1975.
- [7] Sun S.C. and Gambale J.C., An EHV Current Transducer, *I.E.E.E. Conference Paper C73 330-8*, Vancouver, July 15-20, 1973.
- [8] Sun S.C. et al., Field installation and test of an EHV current transducer presented at *I.E.E.E. PES summer meeting and energy resources conf. Anaheim*, Cal. July 14-19, 1974.
- [9] Lago B. and Eatock R., Coaxial shunt, *Proc. I.E.E.*, Vol. 114, No. 9, September 1967.
- [10] Witt H., Response of low-resistance shunts to impulse currents, *ASEA Res.* 1964, 8, pp. 57-64.
- [11] Bazovsky I., Reliability Theory and Practice, Published by Prentice, - Hall, International London.
- [12] Sarquiz P. and Souillard M., Les capteurs de mesure, *AIM.*, Leige, June 1973.
- [13] Bombi F., et al., Riduttore di correnti trasmissione ottica a codifica incrementale, Presented at *Riunione Annuale AEI*, Rome, September 1974.
- [14] Perry E.R., Laser measures current, *Instrum Contr. Syst.*, Vol. 38, No. 7, pp. 121-124, July 1965.
- [15] Moulton C.H., Light pulse system shrinks high-voltage protection device, *Electronics*, Vol. 38, No. 10, pp. 71-75, May 17, 1965.
- [16] Krut N.S. et al., Opto-electronic current transformer employing P.C.M., *Izv. Vychsl. Ucheb., Saveoil., Elektromekkh*, No. 5, pp. 507-511, May 1972.
- [17] Improvements in, or relating to polarisation rotation devices. *Patent Specification No. 1.040.236*, June 20, 1963.
- [18] Pidgeon C.R. et Smith S.D., Infrared Faraday rotation in semi-conductors. Ellipticity and Voigt effect. *Infra-red Physics*, 1964, Vol. 4 (pp. 13-28).

### 13. LIST OF FIGURES

- Fig. 1. - Current sensor based on Hall Effect.  
Fig. 2-3-4a-4b. - Relating to zero flux current Transformer.  
Fig. 5. - Block Diagram of an Active System.  
Fig. 6. - Circuit for a Current-Transducer.  
Fig. 7. - Response of the Air-Cored Current-Transducer.  
Fig. 8. - System Probability Failure.  
Fig. 9. - Oscillograph Record of Input and Output Current in an Active Current - Measuring System.  
Fig. 10. - Oscillograph Record of Successive Auto-Reclosure.  
Fig. 11. - Oscillograph Record of an Active Current-Measuring System Pulse Response.  
Fig. 12. - Oscillograph Record of Response of Transfer from Recording Channel "A" to "B" in an Active Current-Measuring System.  
Fig. 13. - Oscillographic Records of Primary System Fault Currents Measured by an Active Current-Measuring system.  
Fig. 14. - Possible Arrangements of Combined CT and CVT in a 400 kV Substation.

### 14. REFERENCES AND BIBLIOGRAPHY

- [1] Bayajian A : US Patent 2.428.613, 18th October 1943.  
[2] Saito S., Ohno Y., Kitsuregawa T., Nakahara S., Tachikawa S. and Obata T., « Microwave current transformer for EHV power transmission lines », in Conf. Paper, 1971 European Microwave Conf., Paper C9, Aug. 23-28, 1971.  
[3] Crepaz S. and Manigrasso R., Principles which can be used for electronic current and voltage measuring devices, AIM-Leige, June 1973.  
[4] Ferguson J.S., Radio telemeter system senses EHV line current, Electrical World, March 6th, 1967.  
[5] Report of Working Group on Low-Power Current Sources to Relay Inputs Sub-Committee of the I.E.E.E. Power System Sub-Committee, May 1969.  
[6] Stalewski A. and Brown C.W., Optical-Link Current-Transformer, I.E.E. Conference on Development in Power System Protection, London, March, 1975.  
[7] Sun S.C. and Gambale J.C., An EHV Current Transducer, I.E.E.E. Conference Paper C73 330-8, Vancouver, July 15-20, 1973.  
[8] Sun S.C. et al., Field Installation and test of an EHV current transducer presented at I.E.E.E. PES summer meeting and energy resources conf. Anaheim, Cal. July 14-19, 1974.  
[9] Lago B. and Eatock R., Coaxial shunt, Proc. I.E.E., Vol. 114, No. 9, September 1967.  
[10] Witt H., Response of low-resistance shunts to impulse currents, ASEA Res. 1964, 8, pp. 57-64.  
[11] Bazovsky I., Reliability Theory and Practice, Published by Prentice, - Hall, International London.  
[12] Sarquiz P. and Souillard M., Les capteurs de mesure, AIM., Liège, June 1973.  
[13] Bombi F., et al., Riduttore di correnti trasmissione ottica a codifica incrementale, Presented at Riunione Annuale AEI, Rome, September 1974.  
[14] Perry E.R., laser measures current, Instrum Contr. Syst., Vol. 38, No. 7, pp. 121-124, July 1965.  
[15] Moulton C.H., Light pulse system shrinks high-voltage protection device, Electronics, Vol. 38, No. 10, pp. 71-75, May 17, 1965.  
[16] Krut N.S. et al., Opto-electronic current transformer employing P.C.M., Izv. Vychsl, Ucheb., Saveoil., Elektromeckh, No. 5, pp. 507-511, May 1972.  
[17] Improvements in, or relating to polarisation rotation devices. Patent Specification No. 1.040.236, June 20, 1963.  
[18] Pidgeon C.R. et Smith S.D., Infrared Faraday rotation in semi-conductors. Ellipticity and Voigt effect. Infra-red Physics, 1964, Vol. 4 (pp. 13-28).

- [19] Dispositif de détection de courant électrique par effet magnéto-optique. Brevet No. 1.407.340, Compagnie Française Thomson-Houston, 24.7.64.
- [20] Perfectionnements aux réducteurs de courant optiques. Brevet No. 1.439.260, Etablissements Merlin et Gérin, 10.4.65.
- [21] Réducteur de tension magneto-optique. Brevet No. 1.484.686, Etablissement Merlin et Gérin, 16.3.66.
- [22] Etude et réalisation d'un transformateur de courant. Thèse présentée par G. Bernard (Faculté des Sciences de l'Université de Grenoble, 8.7.66).
- [23] Transmission de signaux de commande ou de valeurs de mesure franchissant de grandes différences de potentiel à l'aide de lumière modulée. *Revue Siemens*, juillet 1966, No. 7, p. 250.
- [24] Saito S. et A.C., The laser current transformer for EHV power transmission lines, *I.E.E.E. Journal electronics*, Vol. QE-2, No. 8, August 1966, p. 255.
- [25] Kaplan C., Dispositif optique statique de transmission d'un signal électrique. Brevet No. PV.84.946, Compagnie des Compteurs, 25.11.66.
- [26] Johnson B., Errors in Faraday effect measurements using imperfect polarisers. *Brit. JAP*, Vol. 18, 1967, p. 1001.
- [27] Lins S.I., Dynamic magneto-optic detector for analog readout, *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*, vol. MAG. 3, No. 4, 1967, p. 599.
- [28] Dillet et Steremin, Mesure de champs magnétiques par effet Faraday.
- [29] Walton A.K. and Mishra U.K., The infra-red Faraday effect in p-type semiconductors. *Proc. Phys. Soc.*, 1967, Vol. 90, p. 1111.
- [30] Kizel V.A., Kostrovskii V.H. and Shamraev V.N., instrument for measuring natural optical activity and Faraday effect in the infra-red region. *Pribory i Teknika Eksperimenta*, No. 1, pp. 160-167, January/February 1967.
- [31] Dispositif pour l'émission de signaux optiques. Brevet No. 1.513.128, Siemens Aktiengesellschaft, 6.3.67.
- [32] Gabriel C.J. and Piller H., Determination of the optical verdet coefficient in semi-conductors and insulators. *Applied Optics*, Vol. 6, No. 4, April, 1967, p. 661.
- [33] Palik E.D. and Hennis B.W., Bibliography of magneto-optics of solids. *Applied Optics*, April 1967, Vol. 6, No. 4, p. 603.
- [34] Perfectionnements aux dispositifs de compensation électro-optique. Brevet No. 1.531.704, Etablissements Merlin et Gérin, 26.5.67.
- [35] Dillet et Stevenin, Mesure des champs magnétiques par effet Faraday. *B.I.S.T.*, No. 166, juin 1967, pp. 108-113.
- [36] Boccara A.C., Dispositif expérimental d'étude de l'effet Faraday à basse température. *Revue de Physique Appliquée*, juin 1967, No. 2, p. 142.
- [37] Pelemic Y. et Bernard G., Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique. *Revue Générale de l'Electricité*, Tome 76, No. 7/8, juillet-août 1967, pp. 1055-1064.
- [38] Saito S. et al., Development of the laser current transformer for extrahigh-voltage power transmission lines. *I.E.E.E. Journal of Quantum Electronics*, Vol. QE-3, No. 11, Nov. 1967, p. 589.
- [39] Boccom-Gibod B., Etude dynamique de croissance des couches minces par ellipsomètre automatique. Laboratoire ERG – La Radiotechnique (Suresness) 1968.
- [40] Mullard Research Laboratories Technical Information. Optical Communication by Faraday Rotation in YIG.
- [41] Chetkin M.V. and Shalygin A.N. The Faraday effect in garnets in the infra-red region. *J.A.P.*, vol. 39, No. 2, 1968, p. 561.
- [42] Sankaran P., Error Analysis of the Electronically Compensated Current-Transformer under Transient Conditions. *Electrotech. Z.*, 1973, 94, pp. 446-450.
- [43] Rzewski, M.N. et al., A New Electromagnetic Current Transformer for EHV Power Systems, *I.E.E.E. Transactions on Instrumentation and Measurement*, No. 3, September, 1976.
- [44] H.P. Hertlein, A. Umlauf, Current transformers with linearized protection cores, *I.E.E.E. Paper*, No. 71 CP 198 PWR.

- [19] Dispositif de détection de courant électrique par effet magnéto-optique. Brevet No. 1.407.340, Compagnie Française Thomson-Houston, 24.7.64.
- [20] Perfectionnements aux réducteurs de courant optiques. Brevet No. 1.439.260, Etablissements Merlin et Gérin, 10.4.65.
- [21] Réducteur de tension magneto-optique. Brevet No. 1.484.686, Etablissement Merlin et Gérin, 16.3.66.
- [22] Etude et réalisation d'un transformateur de courant. Thèse présentée par G. Bernard (Faculté des Sciences de l'Université de Grenoble, 8.7.66).
- [23] Transmission de signaux de commande ou de valeurs de mesure franchissant de grandes différences de potentiel à l'aide de lumière modulée. Revue Siemens, juillet 1966, No. 7, p. 250.
- [24] Saito S. et A.C., The laser current transformer for EHV power transmission lines, I.E.E.E. Journal electronics, Vol. QE-2, No. 8, August 1966, p. 255.
- [25] Kaplan C., Dispositif optique statique de transmission d'un signal électrique. Brevet No. PV.84.946, Compagnie des Compteurs, 25.11.66.
- [26] Johnson B., Errors in Faraday effect measurements using imperfect polarisers. Brit. JAP, Vol. 18, 1967, p. 1001.
- [27] Lins S.I., Dynamic magneto-optic detector for analog readout, I.E.E.E. Transactions on Magnetics, vol. MAG. 3, No. 4, 1967, p. 599.
- [28] Dillet et Steremin, Mesure de champs magnétiques par effet Faraday.
- [29] Walton A.K. and Mishra U.K., The infra-red Faraday effect in p-type semiconductors. Proc. Phys. Soc., 1967, Vol. 90, p. 1111.
- [30] Kizel V.A., Kostrovskii V.H. and Shamraev V.N., instrument for measuring natural optical activity and Faraday effect in the infra-red region. Pribory i Teknika Eksperimenta, No. 1, pp. 160-167, January/February 1967.
- [31] Dispositif pour l'émission de signaux optiques. Brevet No. 1.513.128, Siemens Aktiengesellschaft, 6.3.67.
- [32] Gabriel C.J. and Piller H., Determination of the optical Verdet coefficient in semi-conductors and insulators. Applied Optics, Vol. 6, No. 4, April, 1967, p. 661.
- [33] Palik E.D. and Hennis B.W., Bibliography of magneto-optics of solids. Applied Optics, April 1967, Vol. 6, No. 4, p. 603.
- [34] Perfectionnements aux dispositifs de compensation électro-optique. Brevet No. 1.531.704, Etablissements Merlin et Gérin, 26.5.67.
- [35] Dillet et Stevenin, Mesure des champs magnétiques par effet Faraday. B.I.S.T., No. 166, juin 1967, pp. 108-113.
- [36] Boccara A.C., Dispositif expérimental d'étude de l'effet Faraday à basse température. Revue de Physique Appliquée, juin 1967, No. 2, p. 142.
- [37] Pelemic Y. et Bernard G., Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique. Revue Générale de l'Electricité, Tome 76, No. 7/8, juillet-août 1967, pp. 1055-1064.
- [38] Saito S. et al., Development of the laser current transformer for extrahigh-voltage power transmission lines. I.E.E.E. Journal of Quantum Electronics, Vol. QE-3, No. 11, Nov. 1967, p. 589.
- [39] Boccom-Gibod B., Etude dynamique de croissance des couches minces par ellipsomètre automatique. Laboratoire ERG - La Radiotechnique (Suresnes) 1968.
- [40] Mullard Research Laboratories Technical Information. Optical Communication by Faraday Rotation in YIG.
- [41] Chetkin M.V. and Shalygin A.N. The Faraday effect in garnets in the infra-red region. J.A.P., vol. 39, No. 2, 1968, p. 561.
- [42] Sankaran P., Error Analysis of the Electronically Compensated Current-Transformer under Transient Conditions. Electrotech. Z., 1973, 94, pp. 446-450.
- [43] Rzewski, M.N. et al., A New Electromagnetic Current Transformer for EHV Power Systems, I.E.E.E. Transactions on Instrumentation and Measurement, No. 3, September, 1976.
- [44] H.P. Hertlein, A. Umlauf, Current transformers with linearized protection cores, I.E.E.E. Paper, No. 71 CP 198 PWR.

- [45] **J.K. Cnowdhury, P.C. Kejariwal, S.K. Ghosh**, Construction and use of a compensated current comparator for calibration of current transformer. *Inst. Eng (India) Electr. Eng. Div., Journal Paper*, vol. 55, Oct. 1974, 5-10.
- [46] **N.L. Kusters, W.J.M. Moore**, A Phantom burden for current transformer calibration. *I.E.E.E. Trans. Power Appar. & Syst. (U.S.A.); Journal Paper*, vol. PAS-93, No. 1, Jan.-Feb. 1974, 240-3.
- [47] **M. Milkovic, F.E. Luborsky, D. Chen, R.E. Tompkins**, Electronic transformer using amorphous material. *I.E.E.E. Trans. Magn. (U.S.A.) conference Paper*, vol. Mag. 13, No. 5, 6-9, June 1977, Sept. 1977, 1224-5.
- [48] Zero flux current transformer for the accurate measurement of DC and AC : Holecpost (Netherlands), *Journal Paper*, Apr. 1977, 11-15.
- [49] **J. Lisser**, The zero-flux current transformer for accurate measurement of direct and alternating current. *Polytech. Tijdschr. Elektrotech. Elektron. (Netherlands), Journal Paper*, vol. 31, No. 11, Nov. 1976, 642-6.
- [50] **M. Groenenboom, J. Lisser**, Accurate measurement of DC and DC by transformer, *Electronic & Power (GB), Journal Paper*, vol. 23, No. 1, Jan. 1977, 52-5.
- [51] **H.C. Appelo**, The zero-flux DC current transformer : a high precision bipolar wide-band measuring device. *I.E.E.E. USA, Conference Paper*, vol. No. 24, No. 3, 16-18 March 1977, June 1977, 1810-11.
- [52] **Y. Kaname, Y. Ise**, A study of transducer design of piezoelectric ceramic transformers. *Acoust Soc. Japan, Journal Paper*, vol. 32, No. 8, Aug. 1976, 470-9.
- [53] **R.A. Strahler**, Combination relay and metering cores in EHV CT's : Allis-Chalmers. *Eng. Rev. (USA), Journal Paper*, vol. 36, No. 3, 1971, 13-14.
- [54] **H. Oelschläger**, Measurement of sum totals in power consumption plant. *Elektromeister & Dtsch. Elektronandwerk (Germany) : Journal Paper*, vol. 46, No. 18, Sept.-Oct. 1971, 1066-70.
- [55] **S.V.N. Sarma**, Effect of load power factor on current-transformer performance. *Proc. Inst. Elec. Eng. (GB), Journal Paper*, vol. 118, No. 1, Jan. 1971, 139-42.
- [56] **H. Kuczynska**, The accuracy of electric energy meters connected to current and voltage transformers : *Energetyka (Poland), Journal Paper*, vol. 25, No. 9, 1971, 307-10.
- [57] Instrument transformers for special applications. *Electr. India, Journal Paper*, vol. 17, No. 4-2, rep. 1977, 10-12.
- [58] **B.W. Masland**, Current transformer testing. *Transm. & Distrib. (USA) : Journal Paper*, vol. 26, No. 9, Sept. 1974.
- [59] **R.J. Quелlette**, Ground-shielded current and potential transformers that answer the need for underground primary metering applications. *General Electric Co. Somersworth USA, Conference Paper 1-5 April 1974*, 668, 375-7.
- [60] **E.E. Conner, R.G.G. Greb, E.C. Wentz**, Control of residual flux in current transformers. *I.E.E.E. Trans. Power Appar. & Syst. (USA); Journal Paper*, vol. PAS. 92, No. 4, July-Aug. 73, 1226-33.
- [61] **E.T. Sharov**, Accuracy of metering current transformers working with high residual induction. *Izv. VUZ Energ. (URSS), Journal Paper*, No. 7, July 1972, 128-31, 3.

- [45] **J.K. Snowdhury, P.C. Kejariwal, S.K. Ghosh**, *Construction and use of a compensated current comparator for calibration of current transformer*. Inst. Eng (India) Electr. Eng. Div., Journal Paper, vol. 55, Oct. 1974, 5-10.
- [46] **N.L. Kusters, W.J.M. Moore**, *A Phantom burden for current transformer calibration*. I.E.E.E. Trans. Power Appar. & Syst. (U.S.A.); Journal Paper, vol. PAS-93, No. 1, Jan.-Feb. 1974, 240-3.
- [47] **M. Milkovic, F.E. Luborsky, D. Chen, R.E. Tompkins**, *Electronic transformer using amorphous material*. I.E.E.E. Trans. Magn. (U.S.A.) conference Paper, vol. Mag. 13, No. 5, 6-9, June 1977, Sept. 1977, 1224-5.
- [48] *Zero flux current transformer for the accurate measurement of DC and AC : Holecpost (Netherlands)*, Journal Paper, Apr. 1977, 11-15.
- [49] **J. Lisser**, *The zero-flux current transformer for accurate measurement of direct and alternating current*. Polytech; Tijdschr. Elektrotech. Elektron. (Netherlands), Journal Paper, vol. 31, No. 11, Nov. 1976, 642-6.
- [50] **M. Groenenboom, J. Lisser**, *Accurate measurement of DC and DC by transformer*, Electronic & Power (GB), Journal Paper, vol. 23, No. 1, Jan. 1977, 52-5.
- [51] **H.C. Appelo**, *The zero-flux DC current transformer : a high precision bipolar wide-band measuring device*. I.E.E.E. USA, Conference Paper, vol. No. 24, No. 3, 16-18 March 1977, June 1977, 1810-11.
- [52] **Y. Kaname, Y. Ise**, *A study of transducer design of piezoelectric ceramic transformers*. Acoust Soc. Japan, Journal Paper, vol. 32, No. 8, Aug. 1976, 470-9.
- [53] **R.A. Strahler**, *Combination relay and metering cores in EHV CT's : Allis-Chalmers. Eng. Rev. (USA)*, Journal Paper, vol. 36, No. 3, 1971, 13-14.
- [54] **H. Oelschlager**, *Measurement of sum totals in power consumption plant*. Elektromeister & Dtsch. Elektronanwerk (Germany) : Journal Paper, vol. 46, No. 18, Sept.-Oct. 1971, 1066-70.
- [55] **S.V.N. Sarma**, *Effect of load power factor on current-transformer performance*. Proc. Inst. Elec. Eng. (GB), Journal Paper, vol. 118, No. 1, Jan. 1971, 139-42.
- [56] **H. Kuczynska**, *The accuracy of electric energy meters connected to current and voltage transformers : Energetyka (Poland)*, Journal Paper, vol. 25, No. 9, 1971, 307-10.
- [57] *Instrument transformers for special applications*. Electr. India, Journal Paper, vol. 17, No. 4-2, rep. 1977, 10-12.
- [58] **B.W. Masland**, *Current transformer testing*. Transm. & Distrib. (USA) : Journal Paper, vol. 26, No. 9, Sept. 1974.
- [59] **R.J. Quелlette**, *Ground-shielded current and potential transformers that answer the need for underground primary metering applications*. General Electric Co. Somersworth USA, Conference Paper 1-5 April 1974, 668, 375-7.
- [60] **E.E. Conner, R.GG. Greb, E.C. Wentz**, *Control of residual flux in current transformers*. I.E.E.E. Trans. Power Appar. & Syst. (USA); Journal Paper, vol. PAS. 92, No. 4, July-Aug. 73, 1226-33.
- [61] **E.T. Sharov**, *Accuracy of metering current transformers working with high residual induction*. Izv. VUZ Energ. (URSS), Journal Paper, No. 7, July 1972, 128-31, 3.

## DEUXIÈME PARTIE

# CAPTEURS DE TENSION NON CLASSIQUES

### 1. INTRODUCTION

L'accroissement de dimensions des générateurs et de la charge des lignes de transport a conduit à une réduction des marges de stabilité des usines de production et des réseaux de transport. Pour compenser ces tendances l'accent est placé sur la conception et le fonctionnement des réseaux et des circuits de production de sorte que les limites de stabilité ne soient pas dépassées lorsqu'un défaut affecte le système. Il est aussi nécessaire de rechercher une réduction du temps d'élimination des défauts par les types de protection principale existants, qui améliore les marges de stabilité en tirant le maximum de la technologie actuelle du disjoncteur. Il est maintenant d'usage courant d'avoir des protections capables de fonctionner correctement dans les premières 20 ms après l'apparition de défauts avec des frontières de fonctionnement parfaitement définies.

Les protections de distance existantes du modèle statique répondent aux caractéristiques mentionnées ci-dessus, mais leur grande possibilité de fonctionnement est conditionnée par la qualité des signaux de tension qui lui sont envoyés, issus de transformateurs condensateurs de tension ou de transformateurs électromagnétiques. Les performances des transformateurs électromagnétiques répondent aux exigences des protections modernes en ce qui concerne la rapidité de fonctionnement, mais les réseaux de transmission utilisent encore actuellement des transformateurs condensateurs de tension pour des raisons d'économie, d'autant que le diviseur capacitif est employé pour l'injection des courants porteurs à haute fréquence sur les lignes aériennes.

Au cours des dernières années la performance des TCT s'est graduellement améliorée mais la croissance, en vitesse et en sensibilité des relais, a été plus vite. Le résultat de ces transformations est qu'actuellement les erreurs générées par un transformateur condensateur de tension durant les variations rapides de tension ont un effet significatif et nocif sur le fonctionnement des relais de protection modernes à grande vitesse. Le défaut de précision dans la transformation de la tension primaire pendant les régimes transitoires a un effet possible sur le fonctionnement du relais provoquant un prolongement du temps de fonctionnement, des dépassements de zone transitoires ou une réponse directionnelle incorrecte causant des déclenchements non souhaités pour des défauts proches du point de mesure. Cette limitation résulte du fait que lorsqu'une variation soudaine dans la tension primaire apparaît, l'énergie emmagasinée dans les circuits de TCT cause une distorsion dans la sortie pour plusieurs cycles de la fréquence nominale et particulièrement lorsque la tension primaire tombe à une très petite fraction de la tension normale. Pour éliminer cette limitation, tout en préservant la simplicité et la fiabilité de l'isolation haute tension du système diviseur capacitif, de nouveaux capteurs de tension, en combinaison avec des amplificateurs statiques, ont été étudiés dans divers pays qui ont développés des modèles de laboratoire ou des unités placées sur les systèmes de transport HT.

Ces nouveaux capteurs (diviseurs capacitifs de tension) expérimentalement essayés ou installés dans les réseaux de transport peuvent être divisés en quatre catégories principales :

## PART TWO

# NON-CONVENTIONAL VOLTAGE-SENSORS

### 1. INTRODUCTION

*Increases in the size of generator units and in transmission circuit loadings are leading to a reduction in stability margins of generating plant and transmission systems. To compensate for these trends emphasis is placed on the design and operation of the system and generating plant so that transient stability limits are not exceeded when the system is faulted. It has also been necessary to seek a reduction in fault clearance times by the existing types of main protection, which would offer improvements in stability margins whilst maximising the established circuit-breaker technology. It is now usual practice to seek a protection capable of consistent correct operation in the first 20 ms of fault inception within defined operating boundaries.*

*The existing distance protection of solid-state types achieve the above-mentioned performance, but this high capability is conditional on the quality of the input voltage signals from the associated capacitor voltage-transformers (CVT's) or electro-magnetic voltage-transformers (VT's). Although the performance of the VT's meets the modern protection requirements in terms of fast-response, the practice on the supergrid transmission system is to use CVT's, on the grounds of economy, in which the capacitor-divider units are employed for carrier injection on the overhead lines.*

*In recent years the performance of CVT's has gradually improved but the increase in speed and sensitivity of relays has more than kept pace. As a result, a point has been reached where the errors generated by CVT's during rapidly changing conditions have a significantly detrimental effect on the operation of modern high-speed protection relays. The lack of accurate transformation of the primary voltage under transient conditions has a possible effect on operation of the relays in terms of slow operating time, transient over-reach or incorrect directional response, causing unwanted operation for close-up faults behind the relaying point, i.e. reverse maloperation. This limitation results from the fact that when a sudden change in primary voltage occurs the energy stored in a CVT circuit causes a distorted output for several cycles of supply frequency, and particularly when the primary voltage falls to a small fraction of its rated voltage. To overcome this limitation while preserving the simple and reliable HV insulation grading of capacitor-dividers, novel voltage sensors in combination with solid-state amplifier systems have been investigated in various countries which led to the development of laboratory models and operational units installed on HV transmission systems.*

*The novel capacitor-divider voltage sensors (CDVS) so far tried experimentally or installed on transmission systems can be divided into the following four main categories :*

- (i) Système avec préamplificateur alimenté en tension. Dans ce modèle la capacité de référence de tension fait partie intégrante de l'ensemble du diviseur capacitif et un préamplificateur interposé entre le diviseur et sa charge est situé à la base du diviseur capacitif, alors que l'amplificateur est situé dans la salle de relayage.
- (ii) Système avec préamplificateur alimenté en courant. Dans ce système, la capacité référence de tension est utilisé comme un élément de rétroaction dans le préamplificateur placé dans la salle de relayage avec l'amplificateur principal.
- (iii) Système hybride, comportant un TCT classique avec l'un ou l'autre des systèmes ci-dessus. Dans ce système on utilise un TCT classique convenablement modifié pour donner une tension de référence au préamplificateur logé dans le socle du TCT.
- (iv) Système avec modulation basée sur les principes suivants :
  - a) Modulation de lumière utilisant un effet électro-optique (effet Pockels ou effet magnéto-optique de Faraday).
  - b) Modulation de lumière utilisant un effet gyro-optique dans un quartz.
  - c) Modulation d'un signal suivant des principes développés pour les capteurs de courant (voir annexe D).

Tous ces systèmes ont une bonne précision pour la reproduction des transitoires rapides à l'intérieur d'une bande de fréquence relativement assez large et sans présenter d'effet de ferro-résonance. Ils fonctionnent à des bas niveaux de signal et cependant quelques problèmes peuvent apparaître avec les perturbations générées par les surtensions de manœuvre particulièrement dans les conducteurs conduisant le signal entre le diviseur capacitif et l'amplificateur placé dans la salle de relayage. Afin que ces systèmes soient immunisés contre ces perturbations et que leurs caractéristiques ne soient pas dégradées par la décroissance lente de l'énergie de charge de la ligne des précautions spéciales dans la conception de cet appareil doivent être prises.

## 2. DESCRIPTION D'UN CAPTEUR DE TENSION

Pour éliminer les limitations des transformateurs condensateurs de tension classiques en fonction des réponses transitoires, un diviseur capacitif combiné à des systèmes d'amplification a été développé. Ces systèmes, sans affecter la précision du diviseur capacitif, donnent une très faible erreur de rapport et d'angle dans un domaine très large de tension du signal, une reproduction fidèle des tensions primaires en régimes transitoires et permet dans un système triphasé la connection des charges soit en étoile soit en triangle ou les deux. Les prescriptions de bases sont obtenues par l'utilisation de préamplificateurs avec une haute impédance d'entrée, des amplificateurs de puissance avec une basse impédance de sortie et par une conception soignée du lien de communication afin d'éviter que la caractéristique soit dégradée par des signaux parasites.

Les systèmes par modulation de lumière sont des modèles de laboratoire et un prototype utilisant la méthode de modulation de fréquence a été développé en France.

### 2.1. Systèmes alimentés en tension

Les systèmes diviseur capacitif et amplificateur similaires à ceux montrés en fig. 1 A et 1 B ont été proposés pour des mesures de HT depuis quelques années. Ces systèmes conviennent aux nouvelles installations utilisant des diviseurs capacitifs ou peuvent être adoptés pour des capacités convenables de traversées. Chaque type convient aux utilisations en cellules ouvertes ou en cellules blindées. Dans ces systèmes la capacité C2 référence de tension est une partie intégrante du diviseur capacitif et l'impédance d'entrée du préamplificateur est plus grande de plusieurs ordres de grandeurs que celle de la capacité C2 ; le préamplificateur est situé dans la base du diviseur capacitif.

Le système présenté en Fig. 1 A est principalement applicable aux postes où la distance entre la salle de relayage et le diviseur capacitif est assez courte. Dans ces systèmes afin de conserver la précision une liaison de communication à faible capacitance entre le préamplificateur et l'amplificateur est employée et pour éviter les perturbations cette liaison est à double écran. L'écran intérieur en cuivre est prévu contre les

- (i) *Voltage operated pre-amplifier system. In this type of system the voltage reference capacitor forms an integral part of the capacitor divider enclosure and an interposing pre-amplifier between the divider while an amplifier is positioned in the relay room.*
- (ii) *Current operated pre-amplifier system. In this system the voltage reference capacitor is used as a feed-back element in the pre-amplifier located in the relay room together with the output amplifier.*
- (iii) *Hybrid system (CVT/A); combination of a conventional CVT with voltage or current pre-amplified system. In this system use is made of conventional CVT's suitably modified to provide reference voltage to the pre-amplifiers located at the base of the CVT's.*
- (iv) *Modulation system based on the following principles of modulation :*
  - a) *Light modulation utilising electro-optical effect (Pockels Effect or Faraday Magneto-Optical Effect).*
  - b) *Light modulation utilising gyro-optical effect in a crystalline quartz.*
  - c) *Signal modulated system in which the reference signal is transmitted to the relay room in a modulation mode. (See Appendix D).*

*All these systems offer a good accuracy for the reproduction of fast transients within a comparatively wide band and are free from ferro-resonance effects. They operate at comparatively low signal levels and therefore problems may arise due to interference generated by switching operation, particularly in the signal interconnecting leads between the capacitor-divider and amplifier in the relay room. In order that the systems are immune to interference and the performance is also not degraded by a slow decay of trapped energy on a transmission line, special design precautions are essential to overcome these problems.*

## **2. DESCRIPTION OF VOLTAGE SENSORS (CDVS)**

*To overcome the limitation of conventional CVT's in respect of transient response capacitor-divider in combination with amplifier systems were developed. These systems without affecting the accuracy of a capacitor-divider offer very low ratio and phase errors over a wide range of signal voltage, a faithful reproduction of primary voltage under transient conditions, and allow a three phase system burden to be connected in either star, or delta, or both formations. These basic requirements were achieved by the use of pre-amplifiers with a high input impedance, power amplifiers with low output impedance and by careful design of signal communication links to prevent the performance being degraded by any spurious interfering signals.*

*Light modulation systems are at the stage of laboratory models and a prototype unit using the frequency modulation method has been developed in France.*

### **2.1. Voltage Operated Systems**

*Capacitor-divider and amplifier systems similar to those two typical systems shown in Figure 1 A and 1 B have been proposed for high voltage measurements for a number of years. These systems are suited to new installations using purpose-built capacitor-divider units, or can be adapted to suitable capacitor bushings. Both types are also suitable for application to open-air or metalclad type HV substations. In these systems the voltage reference capacitor  $C_2$  forms an integral part of the capacitor-divider and the input impedance of the preamplifier is several orders of magnitude larger than that of the capacitor  $C_2$ , and the pre-amplifier is located at the base of the capacitor-divider unit.*

*The systems as show in Figure 1 A are mainly applicable to substations where the distance between the relay room and the capacitor-divider unit is comparatively short. In these systems to preserve the accuracy a low capacitance communication link between the pre-amplifier and amplified is used, and to avoid interference the communication link is double screened. The inner copper braid screen is against electrostatic*

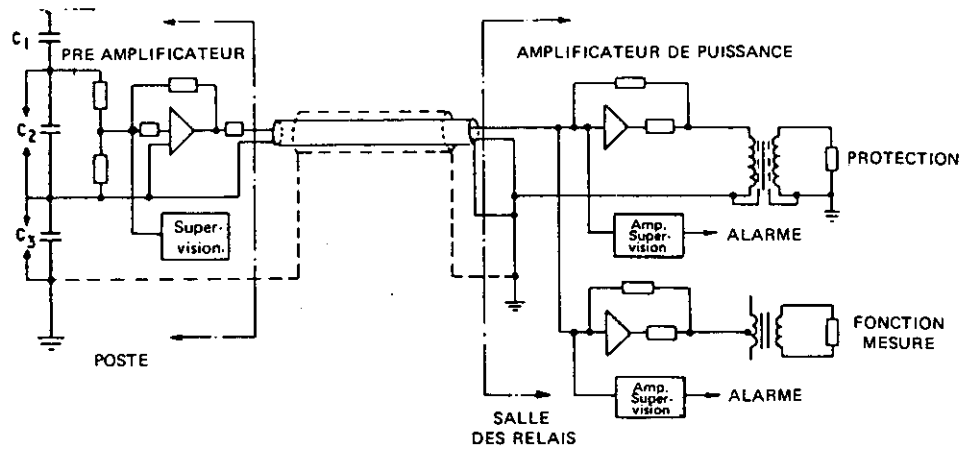


FIG 1A. - Capteur diviseur capacitif de tension à simple canal

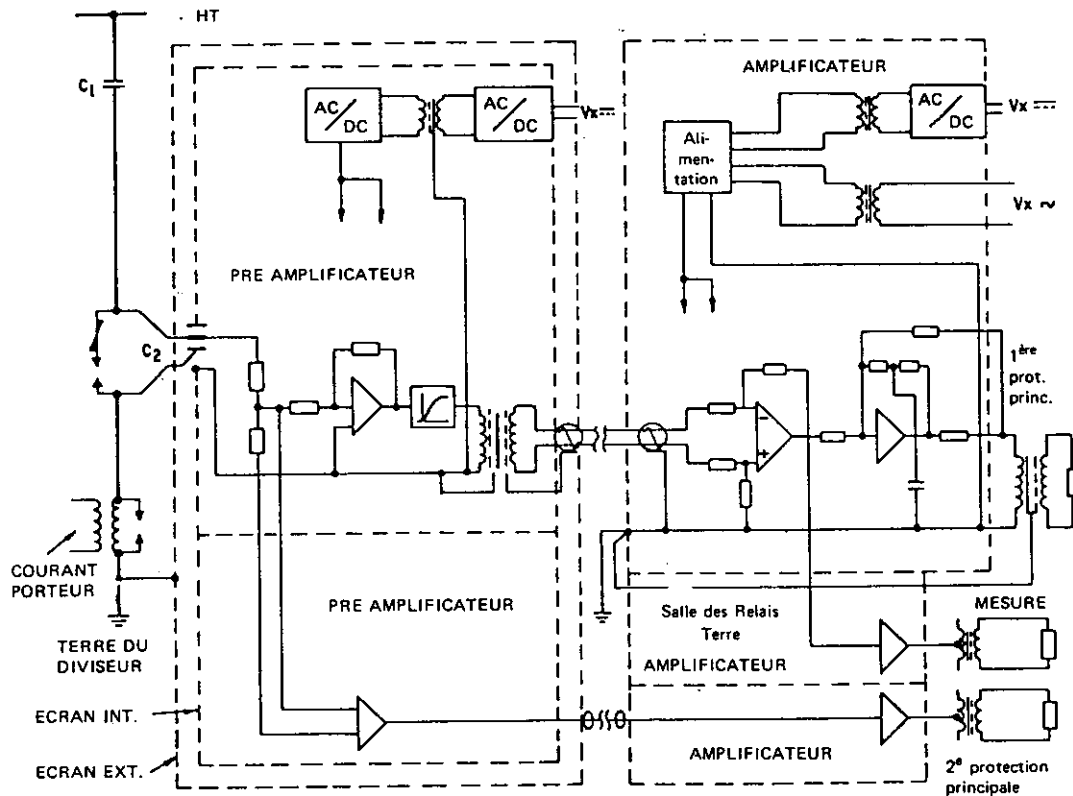


FIG 1B. - Capteur diviseur capacitif de tension à deux canaux

FIG 1. - Schéma d'un capteur diviseur capacitif de tension alimentée en tension

perturbations électrostatiques et mis à la terre seulement à l'entrée de l'amplificateur de puissance alors que pour réduire les perturbations en mode commun, l'écran extérieur est en acier galvanisé sous forme de fil et il est mis à la terre à chaque extrémité du système. La différence de potentiel à la terre entre le diviseur capacitif et la salle de relayage, durant les défauts du réseau ou des manœuvres de coupure sur la ligne, est maintenue au minimum par la capacité C3 additionnelle, incorporée au diviseur capacitif. Pour obtenir une bonne réjection des perturbations en mode commun, il est fait usage d'un transformateur d'isolement soit du côté de l'entrée de l'amplificateur de puissance avec chaque écran du câble de liaison mis à la terre de l'amplificateur soit inséré à la sortie du préamplificateur comme le montre le schéma de la figure 1 B.

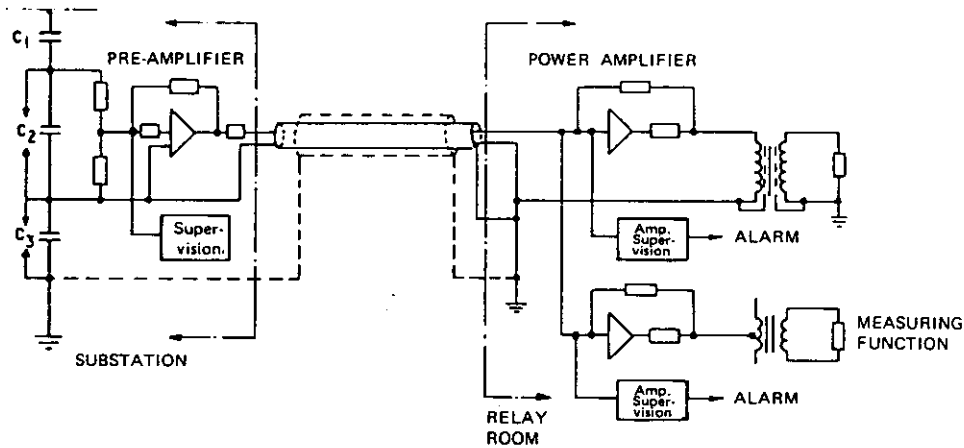


FIG. 1A. - Single channel capacitor-divider voltage sensor

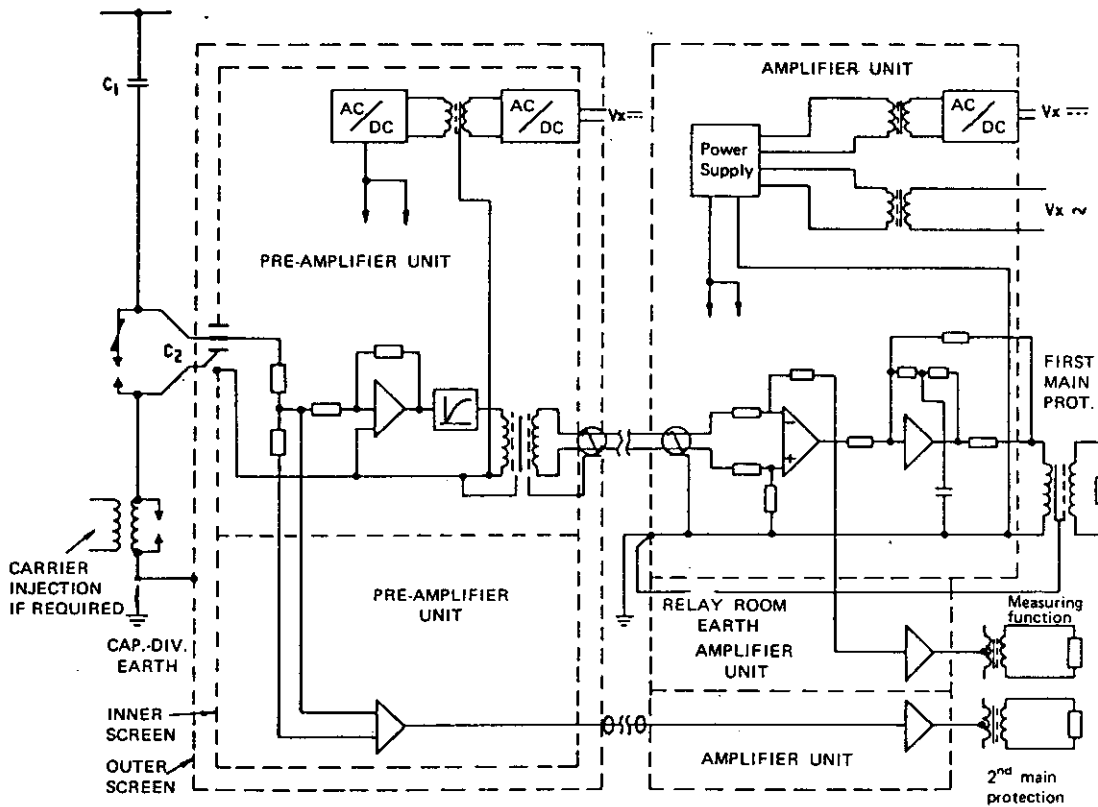


FIG. 1B. - Dual channel capacitor divider-voltage sensor

FIG. 1. - Block diagram for voltage operated capacitor-divider

interference and is earthed only at the input of the power amplifier, and to reduce the common mode interference the outer screen is made of galvanized steel wires and is earthed at both ends of the system. The difference in earth potential between the capacitor-divider and the relay room during system faults or line switching operations is kept to a minimum by an additional capacitor  $C_3$  incorporated in the capacitor-divider. To improve the rejection of the common mode interference use is made of an isolating transformer either on the input side of the power amplifier with both screens of the communication link earthed to the power amplifier earth, or an isolating transformer is inserted in the output of the pre-amplifier as in the scheme shown in Figure 1 B.

Le système d'amplificateur présenté en fig. 1 B a été développé au Royaume-Uni et il convient aussi bien aux cellules blindées qu'aux cellules de type ouvert. Dans ce système le préamplificateur avec son transformateur d'isolement est placé dans une double enveloppe écran et sert de convertisseur d'impédance et d'isolement. Le signal de tension de référence est dérivé par une capacité non inductive C2. Le système convient aux connexions à double canal sans affecter les caractéristiques de chaque canal et les performances ne sont pas affectées par le fait d'avoir des liaisons de l'ordre de 200 à 250 m. Ceci a été obtenu par l'utilisation de conducteurs torsadés à basse capacité à écran, connectés entre la sortie du transformateur d'isolement et l'entrée de l'amplificateur. La sortie de chaque canal alimente une protection principale et un des canaux seulement, est prévu pour la fonction mesure. Ce système a été conçu pour les réseaux de transport THT 275 kV et 400 kV où deux protections principales sont utilisées pour protéger une ligne.

## 2.2. Systèmes fonctionnant en courant

Le diagramme d'un exemple de ce système à double canal, développé en Hollande et en Suède est présenté en figure 2 A. Il s'applique aussi bien aux cellules blindées qu'aux cellules ouvertes. Le transformateur C1 fait partie intégrante du diviseur capacitif ou de la cellule blindée. La capacité C2 est insérée dans la boucle de retour de l'amplificateur si bien que la tension d'entrée à l'amplificateur est conservée très voisine de 0; Le courant capacité traversant le condensateur C1 est proportionnel à la tension du conducteur primaire et, compte tenu de la haute impédance de l'amplificateur, le même courant est imposé à travers la capacité de référence C2. Le circuit constitue ainsi un diviseur capacitif de tension avec le point milieu au potentiel de la terre.

Dans l'appareillage SF<sub>6</sub>, le conducteur intérieur et l'électrode de mesure condensateur de tension près de l'enveloppe constituent le condensateur de tension C1. Afin d'obtenir une tension de référence stable une électrode de mesure et l'enveloppe, et l'écran est mis à la terre au même point que l'amplificateur.

L'avantage de ce principe est dû à ce que les capacités « parasites » du conducteur de liaison entre le condensateur C1 et l'amplificateur peuvent être négligées et la tension de sortie dépendra seulement du C1 et du C2.

Les principales caractéristiques de ce système sont : a) tous les composants actifs sont situés dans la salle de relayage et ainsi le système présente une simplicité de câblage, b) il n'est pas nécessaire d'avoir des sources d'alimentation à l'intérieur du diviseur capacitif, c) une petite valeur de capacitance du condensateur C1 est suffisante et en conséquence les dimensions physiques font que ce système peut être doublé sans accroissement important du coût.

Un système de contrôle, dans lequel les sorties des deux amplificateurs sont comparés, est prévu. Le système d'amplificateurs qui délivre la plus basse tension de sortie pendant son fonctionnement est considéré comme étant défectueux, le comparateur donne une alarme et supprime l'alimentation de l'amplificateur défectueux. Dans le cas où deux protections principales par ligne sont utilisées, la sortie de chaque canal alimente une protection et les fonctions mesure sont alimentées par un canal séparé connecté à l'entrée de l'un des préamplificateurs. Si seulement une protection principale est utilisée, un canal alimente les fonctions mesure et l'autre les fonctions protection, et dans le cas où l'un des canaux est défectueux, la protection est orientée vers le canal sain et les fonctions mesure sont supprimées. Pour protéger le système d'amplification contre des tensions d'entrée excessives, un limiteur de tension est connecté au diviseur capacitif entre l'électrode écran et la terre de l'équipement. Pour assurer la sécurité du personnel et du système, une précaution est aussi prise par la mise à la terre de l'écran de la capacité C1 au moyen d'un sectionneur de terre manœuvré pendant la période de maintenance et lorsque le système n'est pas utilisé (voir fig. 2 A).

Dans ce système si la terre virtuelle de préamplificateur est préservée des tensions induites, dans les liaisons de communication, il n'y a pratiquement pas d'influence sur la précision de mesure. Cependant, pour réduire autant que possible les perturbations à haute fréquence, un condensateur C3 avec un éclateur est connecté aux bornes des conducteurs près de l'enveloppe du condensateur C1 et un filtre passe bas est aussi inséré dans les conducteurs. Il est indiqué qu'avec le soin apporté à la conception du système, la terre du préamplificateur n'a aucune distorsion et la précision est conservée en dépit des compléments ajoutés au système pour supprimer les possibilités de perturbation.

The amplifier system as shown in Fig. 1B has been developed in the United Kingdom and is suitable for both metalclad and open-air type substations. In this system the pre-amplifier with the isolating transformer are housed in a double screen enclosure and serve as an impedance convertor and isolator. The reference voltage signal is derived from a non-inductive feed-through capacitor  $C_2$ . The system is suitable for a dual channel connection without affecting the performance of either channel and the performance will not be affected by having the communication link length in the order of 200 to 250 m. This was achieved by having low capacitance twisted and screened wires differentially connected between the output of the isolating transformer and the input of the amplifier. The output from each channel feeds a main protection system and a separate power amplifier unit fed from one channel only is provided for measuring functions. The system has been developed for supergrid transmission voltages, such as 275 kV and 400 kV where two main protection systems are employed to protect one circuit.

## 2.2. Current Operated Systems

A diagram of a typical dual channel system developed in Holland and Sweden is shown in Figure 2A. It is applicable to both metalclad and open-air type substations. The capacitor  $C_1$  forms an integral part of the capacitor-divider or metalclad switchgear. The capacitor  $C_2$  is inserted in the feedback loop of the amplifier so that the input voltage to the amplifier is kept close to zero. The capacitive current flowing through  $C_1$  is proportional to the primary conductor voltage and owing to the high impedance of the amplifier the same current is forced through the reference capacitor  $C_2$ . The circuit is thus a capacitive voltage divider with the intermediate point at earth potential.

In the  $SF_6$  switchgear the inner conductor and the concentric measuring electrode near the enclosure is used for the HV capacitor  $C_1$ . In order to obtain a stable reference voltage a specially formed screen electrode is placed between the measuring electrode and the enclosure, and the screen is earthed at the same point as the amplifier.

It appears that the advantage of this principle is that the stray capacitances in the communication link between the capacitor  $C_1$  and amplifier can be neglected and the output voltage will be entirely dependant on  $C_1$  and  $C_2$ .

The main features of this system are claimed to be that (a) all active components are located in the relay room and thus the system offers simplicity in wiring, (b) there is no need for the power supplies at the enclosure of the capacitor-divider, and (c) a small capacitance value of the capacitor  $C_1$  is required and consequently its small physical size makes a self-contained duplicate system possible at a negligible cost.

A monitoring system is provided in which the delivered outputs of the two amplifier systems are compared. The amplifier system which delivers a lower output voltage than its setting is considered to be faulty, and the comparator gives an alarm and disconnects the power supply to the faulty amplifier. In the cases where two main protections are used for a circuit the output from each channel supplies one protection, and measuring functions are provided by a separate channel connected on the input side of one of the pre-amplifiers. If only one main protection is being used one channel provides measuring functions and the other protection functions, and in the event of a channel failure the protection is selected to the healthy channel and measuring functions are disconnected.

To protect the amplifier system against excessive input voltages a surge arrester is connected at the capacitor-divider enclosure between the screen electrode and the switchgear earth. To ensure the safety of personnel and the system provision is also made to earth the screen of the capacitor  $C_1$  by means of an earth switch during maintenance periods and when the system is not in use. (See Fig. 2A).

In this system if the virtual earth of the pre-amplifier is preserved the voltages induced in the communication link have practically no influence on the accuracy of the measurement since they are superimposed on the voltage to be measured. However, to reduce any possible HF interference a capacitor  $C_3$  with a spark-gap is connected across the signal leads near the enclosure of the capacitor  $C_1$  and a low-pass-filter is also inserted in the signal leads. It is claimed that with the careful design of the system the virtual earth of the pre-amplifier is not distorted and the accuracy preserved in spite of the incorporated additions in the system to avoid any possibility of interference.

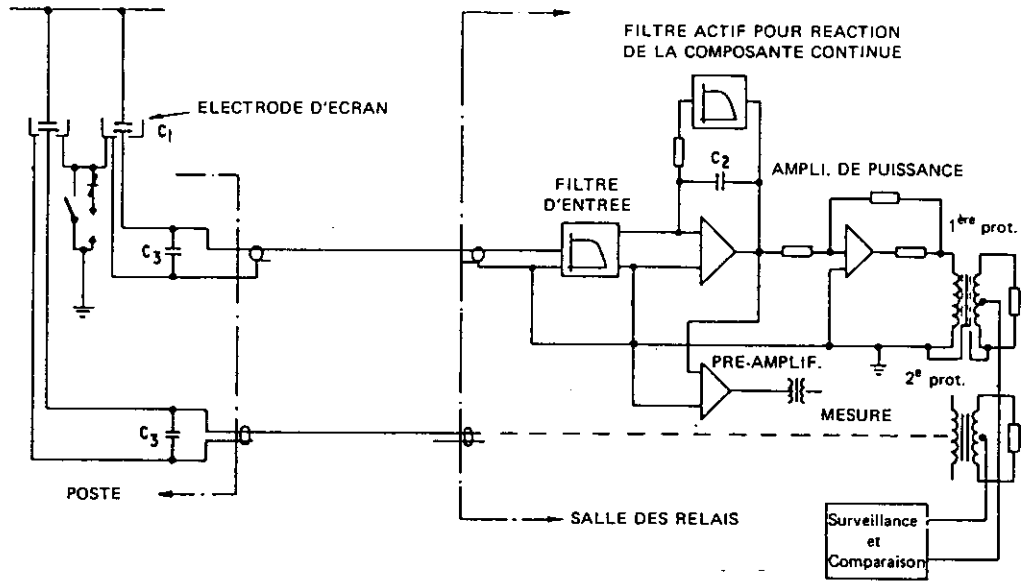


FIG. 2A. - Schéma d'un capteur diviseur capacitif de tension à deux canaux alimentée en courant

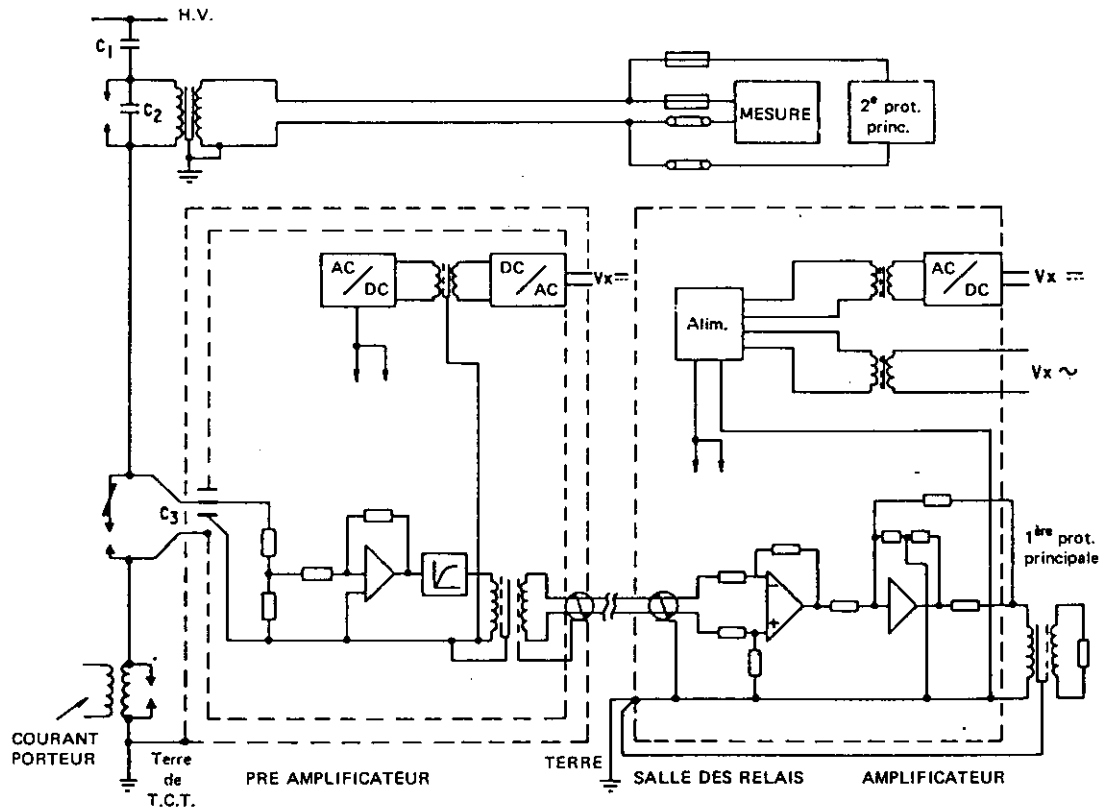


FIG. 2B. - Schéma d'un hybride (TCT/A)

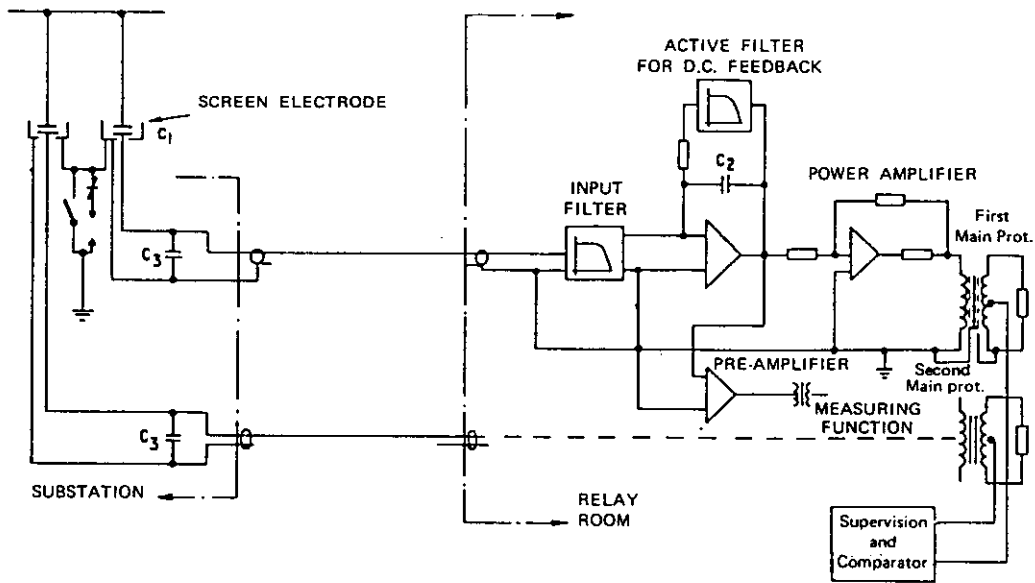


FIG. 2A. - Block diagram for a dual channel current operated capacitor-divider voltage sensor

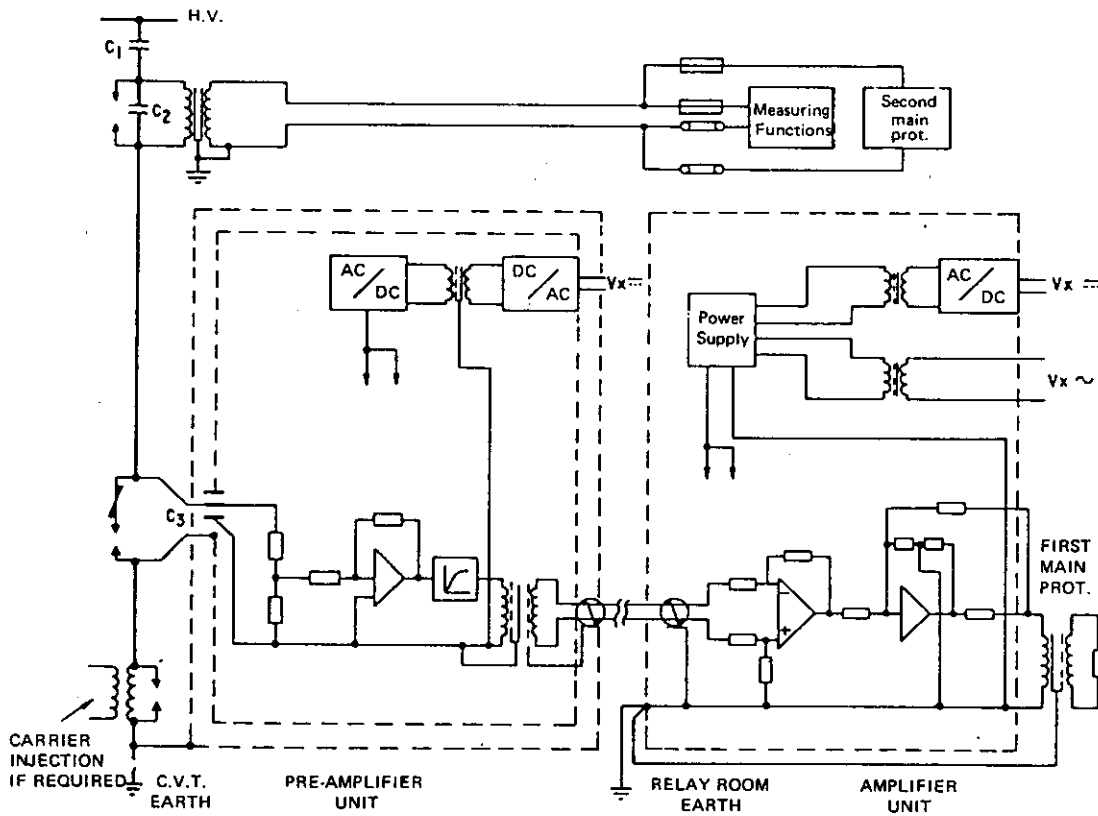


FIG. 2B. - Block diagram for a hybrid system (CVT/A)

### 2.3. Système Hybride

Dans ce système, développé au Royaume-Uni, une réponse très voisine de celle d'un système diviseur capacitif a été obtenue en modifiant un TCT classique pour obtenir une sortie de diviseur capacitif tout en conservant les sorties traditionnelles pour le transformateur MT. Un schéma de ce système est présenté dans la fig. 2 B où les fonctions de mesure et la seconde protection principale sont raccordées à la sortie du système amplificateur. S'il est demandé d'avoir deux protections principales à grande fidélité, le système amplificateur peut être doublé, comme montré en figure 1 B pour le système diviseur capacitif.

Les modifications du TCT conventionnel sont faites en insérant une capacité  $C_3$  dans le diviseur de sorte qu'elle soit traversée par l'ensemble du courant de ce diviseur. Le principal avantage de cette réalisation est qu'elle ne demande que des modifications mineures au TCT et que les bornes particulières restent disponibles à l'intérieur du TCT et ainsi la modification peut être faite sur le site. Un autre avantage de ce système est que les circuits ne nécessitant pas de réponse en régime transitoire restent connectés aux sorties traditionnelles. Dans cet optique les exigences des sources extérieures d'alimentation sont limitées aux besoins des protections à grande vitesse. La tension issue de  $C_3$ , alimentant le système amplificateur, a une réponse en régime transitoire supérieure et moins sensible aux effets de ferro-résonance tout en conservant des performances convenables en régime établi.

Par l'utilisation d'une grande valeur de capacité de  $C_3$  (environ  $10 \mu F$ ), la tension aux bornes de  $C_3$  est négligeable comparée à la tension aux bornes de  $C_2$  et de  $C_1$  et comme la capacité de  $C_3$  est traversée par l'intégralité du courant du diviseur, l'amélioration apportées par l'utilisation de la sortie de  $C_3$  est que dans les composantes transitoires du signal sont réduites en amplitude dans le rapport  $C_2/C_1$ . Ainsi, pour le modèle britannique de 400 kV, cette réduction de l'erreur d'amplitude en régime transitoire est approximativement 17. Ceci donne une erreur d'amplitude du système en régime transitoire après 5 ms de disparition totale de la tension primaire à 0,5 pour-cent de la tension de crête du régime établi préexistant.

### 2.4. Systèmes de modulation

Quelques capteurs de tension utilisent la modulation de lumière, principalement basée sur le principe de l'effet électro optique de Pockels : lorsqu'un cristal transparent est placé dans le champ électrique, la propriété optique de ce cristal est modifiée de telle façon qu'il passe d'une symétrie axiale à une symétrie biaxiale. Avec le cristal placé avec son axe optique dans la direction du champ électrique un rayon de lumière polarisée traversant le cristal est divisé en deux rayons perpendiculaires se prolongeant dans le cristal à différentes vitesses et ayant lorsqu'ils sortent du cristal une différence de phase qui varie linéairement avec le gradient du champ électrique. Cet effet est très apparent dans les cristaux synthétiques tels que le dihydrophosphate d'ammonium  $NH_4 H_2 PO_4$  (DPA) et le dihydrophosphate de potassium  $K H_2 PO_4$  qui ont une très haute valeur de résistance et une très basse valeur de capacitance. Lorsque ce type de cristal est raccordé au diviseur capacitif, et qu'une tension lui est appliquée, la différence de phase donnera la mesure de l'amplitude de la tension. Pour obtenir la différence de phase maximale pour une tension donnée, le rayon polarisé entrant doit être à  $45^\circ$  de l'un des axes cristallins du cristal. De plus, afin de fixer les points de fonctionnement au milieu de la partie linéaire de la caractéristique de transfert, il est nécessaire d'introduire un glissement de phase fixe en plaçant une plaque quart d'onde de cristal biaxial en-face de l'analyseur, qui est normalement placé du côté de la lumière émergeant du cristal.

Un modèle de laboratoire, basé sur l'effet Pockel, a été construit en URSS avec les caractéristiques suivantes :

- a) une source de lumière par laser He/Ne et un photo-multiplieur alimentés par des redresseurs stabilisés;
- b) des polariseurs et analyseurs de lumière;
- c) une correction de sensibilité électro optique.

Dans la même direction, en Italie, un premier équipement expérimental a été construit en utilisant l'effet Pockel induit dans des cristaux d'ammonium immergés dans de la benzine. En principe ce système semble avoir de meilleures performances que les transformateurs classiques, mais il apparaît des problèmes tels que les vibrations mécaniques des cristaux, la nécessité de compensation des circuits pour des effets thermiques et la nécessité d'avoir une tension relativement élevée aux bornes de la cellule de cristal. Tout ceci conduit à la production d'une cellule de quartz à effet Pockel, scellée dans une résine transparente

### 2.3. Hybrid System (CVT/A)

This system has been developed in the United Kingdom in which a very close approach to the response of a capacitor-divider system has been achieved by modifying a conventional CVT to produce a capacitor-divider output while preserving the traditional output from the intermediate voltage transformer. A diagram of this system is shown in Figure 2B where the measuring functions and the second main protection are connected to the traditional CVT output and the first main protection to the amplifier system output. If it is required to have both main protections energized from a high-fidelity voltage source the amplifier system can be duplicated as in Figure 1B for the capacitor-divider system.

The modification to the conventional CVT is made by inserting an additional feed-through capacitor  $C_3$  in the capacitor-divider. The capacitor  $C_3$  is connected at the bottom of the divider so that it conducts the whole of the divider current. The main advantage of this approach is that it requires only a minor modification to the CVT as the relevant terminals are available within the CVT and thus the modification could be made on site. A further advantage of this system is that the circuits not needing an accurate transient response are connected to the traditional output. In this way the external power supply requirements are limited to the needs of the high-speed protection. The voltage signal from  $C_3$  supplying the amplifier system has a far superior transient response to primary voltage changes and is less sensitive to ferro-resonance effects while maintaining adequate steady-state performance.

By having a large value of the capacitor  $C_3$  (say  $10 \mu\text{F}$ ), so that the voltage across  $C_3$  is negligible as compared with the voltage across  $C_2$  and  $C_1$  and because the capacitor  $C_3$  conducts the whole divider current the improvement by using the output from  $C_3$  would be that the transient components in the signal are reduced in magnitude by a factor of  $C_3/C_1$ . Thus for British 400 kV CVT's the reduction in transient magnitude error is approximately 17 times. This allows the transient error of the system after 5 ms of the collapse of the primary-voltage to zero to be less than 0.5 percent of the steady-state peak voltage.

### 2.4. Modulation Systems

Some of the voltage sensors use the light modulation method mainly based on the principle of Pockels electro-optical effect. The principle is that when a transparent crystal is placed in an electrical field the optical property of the crystal is modified in the sense that its symmetry changes from axial to biaxial. With the crystal placed with its optical axis in the direction of an electric field a linearly polarised light-beam passing through the crystal will split into two mutually perpendicular beams, propagating in the crystal at different velocities and having, as they emerge from the crystal, a difference in phase that varies linearly with the electric gradient. This effect is very apparent in synthetic crystals, such as ammonium dihydrophosphate  $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$  (ADP) and potassium dihydrophosphate  $\text{KH}_2\text{PO}_4$  (KDP), which have a very high resistance value and low capacitance value. When this type of crystal is terminated as a cell in a capacitor-divider and a voltage is applied, the phase difference will be the measure of the voltage magnitude.

To make the phase difference a maximum for any given voltage, the impinging polarised beam must be at  $45^\circ$  to one of the crystallographic axis of the crystal. Moreover, in order to fix the operating point at the middle of the linear part of the transfer characteristic, it is necessary to introduce a fixed phase shifter by placing a quarter wavelength plate of biaxial crystal in front of the analyser, which is normally placed on the light-emerging side of the crystal.

Based on the Pockel's effect a laboratory model has been made in the USSR having the following main characteristics :

- a) An He - Ne laser light source and a photo-multiplier, fed by highly stabilized rectifiers;
- b) Artificial polarizers and analyzers;
- c) Electro-optical sensitivity correction.

On the same lines, in Italy, a first experimental device has been built which makes use of the Pockel's effect induced in an ADP crystal immersed in a dodecyl benzene cell. In principle the system appeared to have better performance characteristics than the conventional VT's, but there were problems such as mechanical vibrations of the crystal, implementation of compensation circuits for the thermal and light drifts, and necessity of having comparatively high voltage across the crystal cell. All this led to the production of a quartz

moulée, qui peut être utilisée comme diviseur pour des niveaux de tension primaire jusqu'à plusieurs centaines de kV.

Dans les laboratoires du Royaume-Uni, des recherches sont en cours sur un autre système dans lequel les effets magnéto-optique et gyro-optique, semblables à l'effet Pockel, sont combinés. Dans ce système, on utilise comme moyen de transmission soit l'air, soit un guide de lumière, le courant et la tension peuvent être mesurés simultanément d'une manière passive en utilisant un seul matériau pour la conversion. La puissance active et réactive peut aussi être obtenue au moyen de procédés électroniques de sorte qu'une information complète, au niveau HT, peut être obtenue simultanément.

En France, un capteur de courant et tension combiné a été développé pour des réseaux à 765 kV, le capteur de courant est un système actif avec shunt et un convertisseur, et le système de tension un diviseur capacitif, dont la tension de sortie est transmise par modulation de fréquence à travers un câble coaxial au récepteur placé dans la salle de relayage.

Le diviseur capacitif est constitué par le condensateur HT  $C_1$  de 1 000 pF et un condensateur BT  $C_2$  de 0,1  $\mu$ F. En parallèle avec le condensateur  $C_2$ , deux condensateurs,  $C_3$  (1 000 pF) et  $C_4$  (10  $\mu$ F) sont connectés en série. La tension aux bornes  $C_4$  alimente un convertisseur tension-fréquence pour lequel la fréquence centrale porteuse est de 81,317 MHz avec un maximum de déviation de  $\pm 1,25$  MHz. L'erreur de rapport est inférieure à 1 pour-cent de la valeur nominale, c'est-à-dire 1 p.u, inférieure à 2 pour-cent à 2 p.u et inférieure à 3 pour-cent à 4 p.u. L'erreur de phase est de  $1^\circ$  et la réponse en fréquence du courant continu à 500 H.

### 3. INJECTION DU COURANT PORTEUR

Beaucoup d'installations utilisent les lignes de transport à HT comme moyen de communication pour diverses applications telles que par exemple : les protections à comparaison de phase, signalisation de protection, accélération, et interdéclenchement. Pour de telles utilisations des transformateurs condensateurs de tension non classiques ont été employés comme éléments d'injection du signal sur les lignes aériennes. Les signaux porteurs injectés peuvent affecter les performances des systèmes amplificateurs dans les nouveaux diviseurs capacitifs de tension et de la même façon les performances des équipements de courant porteur peuvent être affectés par le système amplificateur. Les effets des préamplificateurs sur la transmission dans les systèmes alimentés en tension comme le montre la figure 1 devraient être négligeables, mais un soin particulier doit être pris dans la conception pour éviter que les tensions injectées en fréquence porteuse provoquent des erreurs à la sortie du préamplificateur.

Dans les systèmes hybrides (Fig. 2 B) les effets sont importants et dus au positionnement du transformateur de tension intermédiaire qui peut nécessiter une légère correction de la valeur de capacitance du filtre de couplage du système d'injection de fréquence porteuse, afin de conserver les pertes d'injection le plus bas possible. Si les capacitances de correction ne sont pas prévues l'accroissement des pertes d'injection peut être de l'ordre de 1 dB dans la bande basse fréquence, ce qui serait acceptable, mais des inconvénients peuvent apparaître aux fréquences plus élevées vers les frontières de la bande passante dus aux modifications dans les impédances du filtre de couplage.

Il faut noter qu'aujourd'hui aucun équipement d'injection de courant porteur n'a été développé pour les appareillages en cellule blindée.

### 4. LIAISONS

Les travaux de développement des capteurs de mesure de tension ont été particulièrement orientés vers une reproduction fidèle de la tension primaire en utilisant des diviseurs capacitifs classiques. La principale différence entre les nouvelles méthodes et les TCT classiques est le remplacement des éléments électromagnétiques par un amplificateur électronique avec un signal d'entrée de très faible amplitude. Pour

Pockel's cell enclosed in a transparent casting resin which made it possible to use the divider for primary voltage levels up to several hundred kV.

In the United Kingdom laboratory investigations are in progress for an alternative system in which the magneto-optical effect and gyro-optical effect, similar to Pockel's effect, are combined. In this system either air or a light-guide as a transmission link would be used and current and voltage may be measured simultaneously in a passive mode using a single material transducer. Real and reactive power may also be obtained by means of electronic processing, so that complete information on the HV conductor state may be obtained simultaneously.

In France a combined current and voltage sensor was developed for the 765 kV system, the current sensor being the active system with a shunt as a current-transducer, and the voltage sensor a capacitor-divider, the output of which is transmitted in the frequency modulation mode via a coaxial cable to the receiver in the relay room.

The capacitor-divider consists of a 1000 pF  $C_1$  high voltage capacitor, and a low voltage condenser of 0.1  $\mu$ F  $C_2$ . In parallel with the capacitor  $C_2$  two capacitors, 1000 pF  $C_3$  and 10  $\mu$ F  $C_4$ , are connected in series. The voltage from  $C_4$  is fed to a voltage-to-frequency converter in which the central frequency carrier is 81.317 MHz and with maximum deflections of  $\pm 1.25$  MHz. The ratio error is less than 1 percent at the nominal voltage, i.e. at 1 p.u. voltage, less than 2 percent at 2 p.u., and less than 3 percent at 4 p.u. voltage. The phase error is  $1^\circ$  and the frequency response from d.c. to 500 Hz.

### 3. CARRIER INJECTION

On many installations use is made of the HV transmission lines as a communication media for facilities such as phase-comparison protection, protection signalling, acceleration, intertripping and speech. For these purposes conventional CVT's are being used for carrier signal injections on overhead lines. The injected carrier signals may affect the performance of the amplifier system in the novel capacitor-divider voltage sensors and conversely the performance of the carrier equipment could be affected by the amplifier system. The effect of pre-amplifiers on the carrier in the voltage operated systems such as in Figure 1 should be negligible, but care must be taken in the design to avoid any errors in the pre-amplifier outputs which could be caused by voltages injected at carrier frequencies.

In the Hybrid System (Fig. 2B) the effects are more severe due to repositioning of the intermediate VT which may necessitate slight correction in the capacitance values of the carrier injection coupling filters in order that the insertion losses are kept to a minimum. If the capacitance correction is not carried out the increase in insertion loss might be of the order of 1 dB at low frequency bands which may be acceptable, but trouble may occur at higher frequency bands towards the edges of the pass band due to mismatch in impedance of the coupling filter.

As yet no carrier injection coupling equipment has been developed for metalclad switchgear.

### 4. INTERCONNECTION LINKS

The development work of novel voltage measuring sensors has been concentrated on faithful reproduction of the primary system voltage utilizing conventional capacitor-dividers. The main difference between the new methods and conventional CVT is the replacement of the electro-magnetic unit in the conventional CVT by an electronic amplifier with an input signal of a small magnitude. The interconnection links to transmit the

transmettre le signal issu du diviseur capacitif à la salle de relaying les liaisons sont soit des câbles coaxiaux soit des paires torsadés. Dans chaque cas des précautions sont prises pour que la liaison soit effectivement protégée par double écran. L'écran intérieur est habituellement mis à la terre dans la salle de relaying et l'écran extérieur est mis à la terre à chaque extrémité de la liaison. L'écran extérieur constitue un chemin pour le courant en mode commun qui circulera entre les deux terres et le fait que les conducteurs sont torsadés assure la suppression de la tension induite.

Lorsque des distances relativement longues séparent les diviseurs capacitifs et la salle de relaying, les câbles coaxiaux sont moins convenables et ils sont susceptibles de perturbations électromagnétiques ou électro-statiques. Dans le cas de perturbations électromagnétiques il y aurait une tension induite entre l'écran et le conducteur du signal, et dans le cas de perturbations électro-statiques, une tension induite dans l'écran pourrait provoquer un couplage avec le conducteur intérieur dû à la haute capacitance du câble. Cependant, des câbles coaxiaux sont quelquefois utilisés avec un écran complémentaire et dans ce cas cet écran est mis à la terre à chaque extrémité de la liaison.

## 5. FORMES DE SORTIE ET DE LA CHARGE

Dans les TCT classiques une sortie analogique par phase est prévue à la fois pour les fonctions mesure et protection, et pour le comptage et la surveillance de la tension du réseau un transformateur de tension électro magnétique séparé est utilisé afin de conserver les prescriptions requises (classe 0,2). La puissance nominale a été normalisée de 100 à 200 VA par phase pour satisfaire aux exigences de l'instrumentation et de la protection électromécaniques.

Dans les nouveaux capteurs de tension des signaux analogiques sont aussi utilisés, mais ces appareils sont conçus pour satisfaire aux prescriptions relatives à chaque fonction particulière par une source de tension commune. Cette approche permet la constitution d'un système économique satisfaisant à toutes les prescriptions de performance. Chaque fonction est réalisée par une voie séparée constituée par un élément de liaison, des amplificateurs de puissance et le transformateur de sortie. Chaque voie, comprenant le diviseur capacitif, a globalement la classe de précision prescrite pour sa fonction c'est-à-dire :

- a) pour les fonctions d'instrumentation la classe 1 ;
- b) pour le comptage et la surveillance du système de tension primaire classe 0,2 ;
- c) pour les fonctions protection la classe 3P avec un domaine de tension allant de 2 pour-cent à 150 pour-cent de la tension la plus élevée du réseau.

La classe de précision 0,2 peut être éventuellement obtenue par un diviseur capacitif séparé dans les équipements en cellule blindée où la stabilité de la capacité peut être vérifiée. Le diviseur capacitif classique est plus instable et il est douteux que cette classe de précision puisse être obtenue avec le système hybride.

Un autre avantage d'avoir un canal séparé pour chaque fonction est que le niveau de sortie pour chaque canal peut être déterminé selon les prescriptions rendant ainsi le système plus économique. Par exemple, pour les fonctions instrumentation la phase à laquelle un nombre important d'instruments est connecté peut être calibrée sur 75 VA, alors que les autres phases sont à 30 VA, et pour les fonctions protection chaque canal peut être calibré dans le domaine de 5 à 25 VA par phase. Les progrès considérables des instruments de mesure (ex. synchroniseurs) permettront une réduction de consommation.

## 6. ALIMENTATION

Contrairement au TCT, les nouveaux capteurs de tension exigent une alimentation extérieure. L'alimentation en courant continu des circuits d'amplificateurs nécessite une stabilisation pour diminuer les pertes et conserver la précision spécifiée. En outre, les sources d'alimentation ne doivent subir aucune interruption quelles que soient les conditions du réseau et pour maintenir la sécurité du système amplificateur les alimentations, pour chacune des trois phases, doivent être des unités séparées.

required signal from the capacitor-divider to the relay room are either co-axial cables or a twisted pair of wires. In both cases precautions are taken to make the links effectively screened by double screens. The inner screen is usually earthed at the relay room and the outer screen is earthed at both ends of the link. The inner screen provides a path for common mode currents which will flow between the two earths and the twist ensure cancellation of transverse voltage.

When relatively long distances are involved between the capacitor-divider and the relay room co-axial type of cables are less suitable as they are susceptible to electro-magnetic and electro-static interference. In the electro-magnetic case there will be an induced voltage between the screen and the main signal lead and in the case of electro-static interference any voltage induced in the screen could be coupled to the inner core due to the high capacitance of the cable. However, co-axial cables sometimes have been provided with an additional screen and in this case the screen is earthed at both ends of the interconnection link.

## 5. FORMS OF OUTPUT AND BURDENS

In conventional CVT's one analogue output per phase is provided for both measuring and protection functions and for metering and monitoring the primary system voltage separate electro-magnetic voltage-transformers are used in order to meet the required accuracy (Class 0.2). The output rating has been standardized in the range of 100 to 200 VA per phase to satisfy electro-mechanical instrumentation and protection.

In the novel voltage sensors analogue signals are also used but the designs were made with a view to provide the required output for particular functions from one common voltage source. This approach enables the provision of an economical system to meet particular performance requirements. Each function is provided by a separate channel consisting of a communication link, power amplifiers and an output transformer. Each channel including capacitor-divider has overall accuracy class as required by its function, namely :

- (a) For instrumentation functions class 1.0 ;
- (b) For metering and monitoring of primary system voltage class 0.2 ;
- (c) For protection functions, class 3P with the voltage range, say 2 percent to 150 percent of system highest voltage.

The accuracy class 0.2 can possibility only be achieved by provision of a separate capacitor-divider in the metalclad switchgear where the stability of the capacitor can be controlled. The conventional capacitor-divider is more unstable and it is doubtful whether this class of accuracy could be met with the conventional capacitor-divider/amplifier combination voltage sensor.

A further advantage of having a separate channel for each function is that the output rating for each channel can be assigned according to the requirements, thus making the system more economically viable. For instance, for instrumentation functions the phase to which a considerable number of common instruments are connected can be rated at say 75 VA while the other phases at 30 VA, and for protection functions each channel rating can be in the range of 5 to 25 VA per phase. The considerable progress of actual instruments (e.g. synchronisers) will permit a burden reduction.

## 6. POWER SUPPLIES

Unlike conventional CVT's the novel voltage sensors require external power supplies. The d.c. voltage supplies to amplifier circuits are required to be stabilized to minimise the losses and to maintain the specified accuracy. In addition the power supplies must be uninterrupted under all primary system conditions, and to maintain the security of the amplifier systems the supply for each three phase channel system should be from separate units.

Ces prescriptions sont normalement satisfaites par la constitution de sources d'alimentation issues de deux sources indépendantes : par exemple une issue des alimentations à courant alternatif auxiliaire du poste à travers une unité de conversion, mais cette source doit être secourue par les batteries de déclenchement pour donner aux amplificateurs une alimentation ininterrompue à courant continu. L'alimentation est normalement étudiée pour avoir un convertisseur c.c/c.a/c.c à haute impédance afin de limiter le courant de la batterie de déclenchement dans l'éventualité de courts-circuits internes.

Dans les systèmes alimentés en tension tels qu'ils sont présentés en figure 1 et 2 B où les préamplificateurs sont situés dans le socle du diviseur capacitif, une alimentation issue de batterie de déclenchement, à travers un convertisseur courant continu-courant continu, vers les préamplificateurs peut être autorisée si la puissance nécessaire n'est pas trop importante pour la décharge permanente de la batterie.

Par exemple, les sources d'alimentation des préamplificateurs et amplificateurs de puissance doivent être conçues pour fonctionner avec les sources d'alimentation suivantes :

- a) tension monophasée 50 Hz, valeur nominale 240 V + 6 pour-cent – 10 pour-cent, la fréquence pouvant varier de 47 à 51 Hz avec un taux d'harmonique global n'excédant pas 7 pour-cent;
- b) batteries de déclenchement courant continu avec une valeur nominale de 110 V et une valeur assignée de 125 V dont les limites de tension sont 88 à 137,5 V;
- c) batteries à courant continu ayant une valeur nominale de 48 V, une valeur assignée de 54,5 V et dont les limites de tension sont 37,5 V et 60 V.

La prescription est telle, que la variation rapide de tension d'alimentation à l'intérieur du domaine de – 20 pour-cent + 15 pour-cent de la valeur nominale de la source d'alimentation, ne doit avoir aucune influence sur la prescription des systèmes amplificateurs.

Les autres prescriptions sont : les entrées de source de puissance doivent être protégées par un fusible et le courant de sortie doit être limité dans l'éventualité d'une surcharge. Lorsqu'une surcharge est éliminée, la source d'alimentation doit continuer à fonctionner normalement. Des précautions doivent être prises pour déclencher le disjoncteur si la source d'alimentation de l'amplificateur n'est pas disponible.

## 7. PERTURBATION

La technologie statique, telle qu'elle est utilisée dans les systèmes de protection, a été appliquée avec succès depuis plusieurs années dans des conditions d'environnement hostiles. Les perturbations provoquées par les surtensions de manœuvres ou par les défauts dans les postes HT, et les voies par lesquelles ces perturbations peuvent influencer le fonctionnement d'équipements statiques sont maintenant bien connues. L'expérience acquise avec ce type d'équipement, aussi bien que la possibilité de trouver des câbles à écrans avec des hautes performances apporte une aide considérable pour l'utilisation de cette technologie dans les nouveaux capteurs diviseurs capacitifs de tension. La principale différence pour cette application particulière est la situation du préamplificateur dans le système alimenté en tension et les distances sur lesquelles le signal de tension doit être transmis pour arriver à la salle de relaying. Du fait de ces différences on doit porter une attention spéciale à la façon de réaliser les écrans, à la situation des équipements et au type de liaison pour le signal de tension afin d'éliminer toute influence sur le fonctionnement du système du capteur de tension.

L'équipement devrait fonctionner d'une manière satisfaisante dans les conditions d'environnement décrites dans la section 6 du rapport sur « les transformateurs de courant non classiques ». Les essais de vérification des caractéristiques, aussi bien que les mesures d'influence de perturbation, suggérés dans ce rapport et discutés dans l'annexe E sont également applicables aux nouveaux capteurs de tension.

Dans les systèmes actuellement en service avec succès, on a pris des précautions contre les parasites et on a utilisé des dispositifs pour protéger les amplificateurs du système contre les HT transitoires, atteignant aussi bien les circuits d'entrée que ceux de sortie des amplificateurs. En particulier, les systèmes alimentés en courant utilisent des limiteurs de surcharge pour éliminer les différences excessives qui pourraient apparaître sur les potentiels de la terre entre la partie inférieure du diviseur capacitif et la salle de relaying, et par l'utilisation de conducteurs munis de bons écrans pour le signal d'entrée.

*These requirements are normally met by provision auxiliary a.c. supply via a converter unit, but should this fail the supply is taken from the tripping batteries to give an uninterrupted d.c. supply to the amplifiers. The supply normally is arranged to have a high impedance d.c./a.c./d.c. convertor unit to limit the current from the tripping battery in the event of an internal short circuit.*

*In the voltage operated systems such as in Figure 1 and 2B where the pre-amplifiers are located at the base of the capacitor-dividers a supply from a tripping battery via d.c./a.c./d.c. convertor unit to the pre-amplifiers may be permitted if the power required is not too extensive for the continuous drain-off of a battery.*

*As an example, the design of the power supplies to the pre-amplifiers and power amplifiers should be suitable for operation from the following auxiliary power supply sources :*

- a) Nominal 240 V, 50 Hz single phase voltage with voltage limits of + 6 percent, – 10 percent and frequency limits of 47 and 51 Hz, and with total harmonic content not exceeding 7 percent;*
- b) Nominal 110 V, rated 125 V d.c. tripping batteries having voltage limits 88 to 137.5 V;*
- c) Nominal 48 V, rated 54.5 V d.c. batteries having voltage limits 37.5 V to 60 V.*

*The required design is such that rapid supply voltage variation within the range of – 20 percent to + 15 percent of the nominal values to the power supply should not have any influence on the accuracy of the amplifier systems.*

*Further requirements are : the input to power supplies should be protected by a fuse and the output current should be limited in the event of an overload. When the overload is removed the power supply should continue to function normally. A facility should also be provided to trip the circuit-breaker if the power supply to the amplifier system is not available.*

## **7. INTERFERENCE**

*The solid-state type technology such as is employed in protective gear has been successfully applied in electrically-hostile environments for many years. The generation of electrical interference by switching operations or by faults in HV stations, and the ways in which this interference can influence the performance of solid-state devices is now well understood. Experience gained with this type of equipment as well as the availability of high screening performance cables helps considerably in employing the same type of technology to the novel capacitor-divider voltage sensors. The main difference in this particular application is the positioning of pre-amplifiers in the voltage operated systems, and the distances over which voltage signals to the relay room have to be transmitted. Because of these differences special attention must be paid to detail in respect of method of screening, positioning of the equipment and the type of the voltage signal links in order to avoid an influence on the performance of the voltage sensor systems.*

*The equipment should operate satisfactorily in environmental conditions described in Section 6 of the report on "Non-conventional current-transformers". The performance proving tests as well as the measures to limit the interference suggested in this report and discussed in Appendix E are equally applicable to the novel voltage sensors.*

*For the systems installed in service successful designs have been achieved by taking precautions against interference, and by employing protective devices to prevent damage to the amplifier systems by high voltage transients across both the input and output amplifier circuits. In particular the current operated systems employ surge-diverters to avoid excessive difference in the rise of the earth potential between the base of the capacitor-divider and relay room, and by using well screened voltage signal input leads.*

Dans les systèmes alimentés en tension, comme en figure 1 B et 2 B l'immunité aux parasites, et la protection contre les tensions transitoires excessives sont obtenues en apportant une grande attention dans le choix de la capacité de tension de référence  $C_3$  (qui est d'inductance négligeable) et à une connexion directe vers l'entrée du système préamplificateur. Les autres impédances d'entrée et la basse impédance du système préamplificateur sont galvaniquement isolées de telle sorte que la terre du diviseur capacitif et la terre de la salle de relayage soient séparées. De ce fait il n'y a pas de court-circuit possible par la terre ou de désaccord par la capacitance de terre lorsque les courants porteurs sont injectés.

Le préamplificateur, sa source et le transformateur d'isolement sont inclus dans une enveloppe à double écran. L'écran extérieur est connecté à la terre du diviseur capacitif et l'intérieur à la plus basse extrémité du condensateur de tension de référence  $C_3$ . Le transformateur d'isolement des sorties du préamplificateur et le transformateur d'isolement de sa source d'alimentation sont à double écran et ont de très faibles capacités entre enroulements et enroulements/circuits magnétiques. Les conducteurs reliant la sortie du préamplificateur à l'entrée de l'amplificateur différentiel sont torsadés et munis d'écran.

## 8. CARACTÉRISTIQUES REQUISES

Afin d'obtenir une reproduction fidèle de la tension primaire et compte tenu des systèmes de protection ultra rapides, actuels et futurs, les nouveaux capteurs de tension devront satisfaire pleinement les prescriptions supplémentaires suivantes complétant celles recommandées dans la Publication CEI 186 (1969) 186 A (1970) pour les TCT classiques.

### 8.1. Prescriptions spéciales

L'utilisation des technologies statiques pour la conception des capteurs diviseurs capacitifs de tension implique que des caractéristiques spéciales soient respectées et les plus spécifiques sont les suivantes :

- (i) Dans tous les schémas, le condensateur de tension de référence doit être d'une inductance négligeable ( $0,2 \mu\text{H}$ ) et les connexions de ce condensateur au système amplificateur doivent être aussi courtes que possible et dotées d'écran.
- (ii) Les limiteurs de surtension, de protection, placés aux bornes des capacités de tension de référence ne devraient pas pouvoir fonctionner pendant le régime transitoire du système primaire, cependant, ils devraient pouvoir limiter une variation brusque de tension au-delà de celle correspondant au niveau d'isolation de base.
- (iii) La performance du système amplificateur affecté par des régimes transitoires de mode commun (longitudinal) ou différentiel (transversal) doit être conforme aux prescriptions du paragraphe 8.3. Les essais probatoires seront effectués conformément à l'annexe E de la Publication 255-4 de la CEI.
- (iv) Pour éviter d'endommager les systèmes amplificateurs par une élévation excessive du potentiel de la terre entre le diviseur capacitif et la salle de relayage, les entrées et les sorties, dans le système alimenté en tension, doivent être isolées, et dans le système alimenté en courant, des dispositifs protecteur de surtension doivent être prévus à la partie inférieure du diviseur capacitif.
- (v) Les transformateurs de sortie doivent être conçus pour fournir la tension maximum du système (facteur de tension 1,5 pour réseau à neutre directement à la terre) sans saturation pendant les périodes transitoires et pendant le cycle de réenclenchement automatique.
- (vi) Dans les systèmes alimentés en tension, l'impédance d'entrée du préamplificateur doit être suffisamment élevée pour éliminer l'action de la charge du diviseur capacitif. Dans les systèmes alimentés en courant, le courant d'entrée du diviseur capacitif doit être compensé par le courant traversant le condensateur de tension de référence de telle manière que la tension d'entrée du préamplificateur soit virtuellement nulle.
- (vii) L'impédance de sortie de l'amplificateur doit être conservée assez basse pour permettre une bonne régulation de tension et il doit être possible de connecter les charges du système triphasé soit en étoile soit en triangle soit suivant les deux modes.

*In the voltage operated systems such as in Figure 1B and 2B the immunity to interference and protection against excessive transient voltages were achieved by paying attention to the choice of the voltage reference capacitor  $C_3$ , which is of negligible inductance, and has a direct through connection to the input of the pre-amplifier system. The high input and low output impedances of the pre-amplifier are electrically isolated so that the capacitor-divider earth and the relay room earth are separate so that when carrier signals are injected they are not by-passed to earth or detuned by the earth capacitance.*

*The pre-amplifier and its power supply and isolating transformer are housed in a double screened enclosure. The outer screen is connected to the capacitor-divider earth and the inner to the lower end of the reference voltage capacitor  $C_3$ . The pre-amplifier output isolating transformer and its power supply isolating transformer are double screened and have low inter-winding to core capacitances. The voltage signal leads connecting the pre-amplifier output to the differential amplifier input are screened and twisted.*

## 8. PERFORMANCE REQUIREMENTS

*To produce a faithful reproduction of the primary system voltage so that full advantage is taken from the existing or future high-speed protection relays the novel voltage sensors must fulfil additional requirements to those recommended in the IEC Publications 186 1969, and 186A 1970 for the conventional CVT's.*

### 8.1. Special Requirements

*The use of solid-state technology in the design of the capacitor-divider voltage sensors involves special features which must be fulfilled and the most significant are as follows :*

- (i) In all schemes the voltage reference capacitor should be of negligible self-inductance, and the connection of this capacitor to an amplifier system should be as short as possible and screened.*
- (ii) Protective surge-arrestors fitted across the reference voltage capacitors should not be allowed to flashover during any transient voltages on the primary systems, however, they should be able to limit overvoltage surges in excess of those corresponding to BIL.*
- (iii) The performance of the amplifier system, affected by common (= longitudinal) and differential (= transverse) mode transient voltages should be within the requirements stated at paragraph 8.3. The proving tests should be carried out according to the IEC Publication 255-4, Appendix E.*
- (iv) To prevent any damage to the amplifier system due to a possible excessive rise in earth potential between the capacitor-divider and the relay room, the inputs and outputs in the voltage operated systems should be isolated and in the current operated systems surge protective devices should be fitted at the capacitor-divider base.*
- (v) Output transformers should be designed to produce the maximum system voltage (voltage factor 1.5 for solidly earthed transmission systems) without saturation during transient conditions and during auto-reclosure cycles.*
- (vi) In voltage operated systems the pre-amplifier input impedance must be high enough to prevent loading of the capacitor-divider. In current operated systems the capacitor-divider current must be compensated by the current flowing through the reference voltage capacitor in such a way that the amplifier input voltage virtually becomes zero.*
- (vii) The amplifier output impedance must be kept low to allow a good voltage regulation and it must be possible to connect the burdens of a three phase system in either star or delta or both formations.*

- (viii) Les performances du système amplificateur ne doivent pas être diminuées ni par des perturbations dans les amplificateurs ou dans les conducteurs d'amenée du signal tension ni par des parasites qui pourraient être générés par des manœuvres ou par des défauts sur les circuits primaires. (voir section 6 dans la partie I de ce rapport).
- (ix) Lorsque des injections de courants porteurs à haute fréquence sont prévues, la capacitance de la connexion d'entrée du système amplificateur par rapport à la terre du diviseur capacitif doit être conservée à une valeur minimale pour éliminer les risques de court-circuit de la fréquence injectée ou le désaccord du système.
- (x) Une source d'alimentation continue, sans interruption, doit être prévue et doit être isolée des sources de tension et équipée avec des circuits de limitation automatique de courant.
- (xi) Des dispositifs doivent être prévus pour donner une alarme ou déclencher le disjoncteur si la source d'alimentation du système amplificateur n'est pas en état de fonctionner.

## 8.2. Précision en régime établi

En supplément aux prescriptions concernant la précision en régime établi, par exemple classes 0,2 ou 1 pour les fonctions de mesure ou classe 3 P pour les fonctions protection prescrites dans la Publication 186 de 1969 de la CEI et 186 A de 1970, les nouveaux diviseurs capacitifs doivent être conçus pour avoir les erreurs de rapport et de phase pour la classe déclarée dans tout le domaine du signal tension compris entre 2 pour-cent et 150 pour-cent ou 190 pour cent de la tension maximale de fonctionnement du réseau. Pour le réseau de transport HT, les capteurs de tension doivent être capables de conserver cette précision pour une durée qui ne sera pas inférieure à 3 secondes.

Les capteurs de tension pourraient répondre à la forme d'onde de tension primaire produite dans des conditions de ferro-résonance de ce circuit primaire et fournir un signal convenable pour permettre la détection de telles conditions par les relais.

## 8.3. Performance dynamique

La réponse en régime transitoire pour les TCT classiques est définie dans la spécification de la CEI, Publication 186 A de 1970. Ce document déclare que, à la suite d'un court-circuit de l'alimentation au primaire entre les bornes primaires et la terre, la tension de sortie du secondaire du TCT doit décroître à une valeur inférieure à 10 pour-cent de la valeur de crête avant court-circuit et ceci à moins d'une période de la fréquence nominale. Pour vérifier cette précision l'épreuve doit être faite soit 10 fois au hasard, ou 2 fois à la valeur maximale de la tension primaire et deux fois au passage à zéro de cette même tension. Les épreuves de tenue à la tension de chocs de coups de foudre sont aussi exigées et, si un dispositif de protection à éclateur est placé aux bornes de la partie électromagnétique il est autorisé que ce dispositif fonctionne pendant les essais. Pour que les relais de protection à grande vitesse puissent fonctionner correctement, une attention spéciale doit être apportée à la réponse du capteur de tension à diviseur capacitif pour les variations soudaines dans la forme d'onde de la tension primaire. Ces variations peuvent être occasionnées par la superposition de la tension de manœuvre au plus mauvais moment de la période de la tension à fréquence industrielle. C'est seulement lorsque l'erreur transitoire est négligeable devant la sensibilité du relais pour au moins un temps très court que le fonctionnement correct des relais peut être espéré.

L'importance de la précision dans la réponse transitoire est particulièrement évidente, comme c'est fréquemment le cas, il est exigé d'avoir des fonctionnements corrects du relais à moins de 20 ms après l'opération du défaut. Il est toutefois suggéré que dans les prescriptions concernant les performances dynamiques des nouveaux capteurs de tension les prescriptions suivantes soient incorporées :

- (i) l'erreur dans la tension de sortie secondaire du capteur de tension résultant de l'application d'un coup de foudre ou d'une surtension de manœuvre à ses bornes primaires (superposée à la tension primaire nominale) devant décroître à moins de 10 pour-cent de la valeur nominale de la tension de sortie dans un délai de 10 ms après l'application de la tension. A moins de 60 ms après cette application, l'erreur doit avoir diminuée au point d'être à l'intérieur des limites de la classe de précision déclarée pour les protections.
- (ii) Avec le capteur de tension alimenté, la classe de précision des protections déclarée doit être réétablie moins de 60 ms après la variation soudaine de la tension primaire du système.

- (viii) *The performance of amplifier systems must not be degraded by interference in amplifiers or voltage signal leads which could be generated by switching operations or faults on primary systems. (See Section 6 in Part 1 of the report).*
- (ix) *When carrier signal injections are required the capacitance formed by the connection of the input leads to the amplifier system and the capacitor-divider earth must be kept to a minimum to avoid by-passing carrier injected signals or detuning.*
- (x) *No-break power supply must be provided and this must be isolated from voltage sources and fitted with automatic current limiting circuits.*
- (xi) *A facility shall be provided to give an alarm or trip the circuit-breaker if the power supply to the amplifier system is not available.*

## **8.2. Steady-State Accuracy**

*In addition to the steady-state accuracy requirements, e.g. Class 0.2 or 1.0 for measuring functions or Class 3P for protection functions as recommended in the IEC Publication 186,1969, and 186A, 1970, the voltage measuring sensors should be designed to have the ratio and phase errors for the declared protection accuracy class over the range of signal voltage of 2 percent to 150 percent or to 190 percent of the maximum system operating voltage. For HV transmission systems the voltage sensors should be capable of maintaining this accuracy for a duration of not less than 3 s.*

*The voltage sensors should be able to respond to the type of primary voltage waveform produced by primary system ferro-resonance conditions, and provide suitable voltage signals to ensure detection of such conditions by the relays.*

## **8.3. Dynamic Performance**

*The transient response for conventional CVT's is defined in the IEC Specifications, Publications 186A, 1970. This document states that 'following a short circuit of the supply at the primary and earth terminals, the secondary output voltage of a CVT shall decay within one cycle of rated frequency to a value of less than 10 percent of the peak value before short-circuit'. To verify this accuracy it is stated that the test shall be made either 10 times at random, or twice at the peak of the primary voltage and twice at the zero passage of primary voltage. Lightning impulse voltage withstand tests are also called for and if a protective gap across the electro-magnetic unit is fitted, it should be allowed to flash-over during the tests.*

*For high-speed protective relays to operate correctly special attention must be paid to the response of the capacitor-divider voltage sensors for sudden step changes in the primary voltage waveform. These changes may be caused by switching surges superimposed at the worst possible instant of the power frequency voltage. It is only when the transient error is insignificant with respect to the sensitivity of the relay, or lasts an insignificant time, that correct operation of the relay can be expected.*

*The importance of accurate transient response is particularly evident where, as is now commonly the case, it is required to have correct operation of the relays within 20 ms of fault inception. It is therefore, suggested that in the requirements for the dynamic performance of novel voltage sensors the following should be included :*

- (i) *The transient in the secondary output voltage of the voltage sensor resulting from the application of a lightning or switching impulse voltage to its primary terminals (superimposed on the nominal primary voltage) shall decay within 10 ms of application of the impulse to not more than 10 percent of the nominal output voltage. Within 60 ms of application of the impulse the transient shall have decayed to within the limits of the declared protection-class accuracy.*
- (ii) *With the voltage sensor energised the declared steady state protection-class accuracy should be re-established within 60 ms of any sudden step change in the primary system voltage.*

- (iii) A la suite d'un court-circuit, en n'importe quel point de l'onde primaire, la composante aperiodique résultante dans l'onde de sortie doit décroître à moins de 0,5 pour-cent de la valeur de crête précédent le court-circuit et ceci moins de 5 ms après le court-circuit, comme cette tension est définie dans les spécifications de la CEI Publication 186 A-1970.
- (iv) A la suite d'une application de la tension primaire du réseau à n'importe quel point de l'onde, la composante continue résultante dans la tension de sortie, 5 ms après cette application, ne doit pas être plus grande que 5 pour-cent et 60 ms après l'application de la valeur de sortie doit être à l'intérieur des limites de l'erreur déclarée pour la classe de précision de protection.
- (v) Pour un soudain accroissement de la tension primaire de la valeur unitaire : à 1,5 p.u. avec un déplacement de phase associé  $\pm 30^\circ$  le maximum de dépassement toléré en régime transitoire ne doit pas être plus grand que 5 pour-cent dans l'intervalle de 5 ms après cette variation de tension, et doit décroître jusqu'à la valeur de précision en régime établi moins de 60 ms après l'apparition de ce régime transitoire.
- (vi) Pour une soudaine variation de la charge secondaire de 25 à 100 pour-cent et de 100 pour-cent à 25 pour-cent de la valeur nominale, le dépassement de tension transitoire maximum ne doit pas excéder 5 pour-cent de la valeur de crête nominale en courant alternatif et ceci durant les 5 premières ms, et la précision déclarée doit être rétablie moins de 20 ms après l'apparition de la variation de charge.
- (vii) Le domaine global de fréquence du capteur de mesure de tension pour les fonctions de protection doit être de 0,25 Hz à 2 kHz.
- (viii) Des surcharges de courte durée, allant jusqu'à 150 pour cent, causées par des courants d'appel sur des charges inductives ne doivent pas produire une erreur plus grande que 20 pour cent sur la tension de sortie et cette erreur doit décroître à la valeur de précision dans un temps de 60 ms après l'apparition de la surcharge.
- (ix) Des variations rapides de tension d'alimentation, à l'intérieur du domaine de  $-20$  à  $+15$  pour cent de sa valeur nominale ne doivent avoir aucune influence sur la précision des capteurs de tension.

## 9. CHARGE PIÉGÉE DANS LES CIRCUITS DE TRANSPORT

Lorsqu'on utilise des diviseurs capacitifs pour les mesures de tension sur les réseaux de transport, de sérieux problèmes, dus aux charges piégées, apparaissent pendant les cycles de réenclenchement dus aux décharges sur les surfaces polluées des isolateurs sauf lorsque l'appareil comporte une porcelaine unique. Le temps de décharge dépend du type de diélectrique utilisé dans les circuits et capacités aussi bien que des conditions climatiques. Par mauvais temps, l'amplitude des charges piégées peut dépasser la tension de crête pour des durées allant jusqu'à 0,4 s. Par temps sec la charge piégée décroît suivant une loi exponentielle dont la plus grande constante de temps relevée a été de 2 minutes.

Pendant un cycle de réenclenchement les charges piégées affectent les performances aussi bien d'un TCT que d'un nouveau capteur diviseur de tension. Dans les TCT classiques, la partie électromagnétique constitue une voie de décharge et de ce fait, fait apparaître une distorsion dans la grandeur de sortie. Dans les nouveaux capteurs diviseurs de tension, les charges déséquilibrées dans le diviseur capacitif apparaissent durant les temps morts du cycle de réenclenchement et feront apparaître un certain niveau de tension continue dans la tension de sortie, qui persistera lorsque la ligne sera réenclenchée. Cette tension continue, qui n'est pas présente dans la tension primaire, est une tension d'erreur qui, inévitablement, sature les transformateurs des amplificateurs, réduisant le signal alternatif à 0 à l'entrée des relais. Une erreur semblable apparaîtra lors du fonctionnement de l'éclateur de protection placé aux bornes du condensateur  $C_2$ . Dans ce cas, les charges déséquilibrées, dues à la différence de fuites des condensateurs, s'accumuleront plus rapidement qu'elles le feraient lorsque le circuit est réalimenté dans un cycle de réenclenchement, et le niveau de la composante continue dans la tension de sortie peut atteindre une plus grande amplitude.

- (iii) *Following a short-circuit at any point of the rated primary voltage waveform the resulting d.c. component in the output waveform should decay within the first 5 ms of the short-circuit to less than 0.5 percent of the rated peak value as it is defined in the IEC Specifications, Publication 186A, 1970.*
- (iv) *Following application of the primary system voltage at any point-on-wave the resulting d.c. component in the output voltage waveform 5 ms after application should not be greater than 5 percent at 5 ms and 60 ms after application the output shall be within the limits of the declared protection class-accuracy.*
- (v) *Sudden increase in the primary voltage from 1 p.u. to 1.5 p.u. or 1.9 p.u. with the associated phase displacement of  $\pm 30^\circ$  the maximum transient overshoot should not be greater than 5 percent within the first 5 ms of the maximum voltage and it should decrease to the declared steady-state accuracy within 60 ms from the inception of the voltage change.*
- (vi) *For a sudden variation of the secondary burden from 25 percent to 100 percent, and from 100 percent to 25 percent of the rated value the maximum transient voltage variation should not be greater than 5 percent of the rated a.c. peak value within the first 5 ms and the declared steady state accuracy should be re-established within 20 ms of the inception of the load variation.*
- (vii) *In order to meet the requirements stated in (iii) the overall frequency response of the voltage measuring sensor for protection should be within the ranges of:*
  - 45 Hz to 2 kHz with the voltage either 1.5 or 1.9 p.u. of maximum operating system voltage;
  - 0.25 to 45 Hz with the maximum voltage proportionally reduced with the frequency.
- (viii) *Short-term overloads of up to 150 percent caused by in-rush currents of inductive burdens should not produce an error greater than 20 percent in the output voltage, and the error should decrease to a range within the limits of the declared accuracy in 60 ms from the inception of an overload.*
- (ix) *Rapid supply voltage variation within the range of – 20 to + 15 percent nominal values to the power supply shall not have any influence on the accuracy of the voltage sensors.*

## 9. TRAPPED CHARGE ON TRANSMISSION CIRCUITS

*When any type of capacitor-divider is used for voltage measurements on transmission circuits a serious problem arises due to a trapped charge on a circuit during an auto-reclosure cycle and due to pollution discharges on the insulator surface unless a single porcelain unit is used to house the capacitor-divider. The time of the decay of a charge primarily depends on the type of dielectric of the circuits and capacitors involved, as well as on the type of weather. In bad weather, the magnitude of the trapped charge can be expected to be greater than the peak a.c. voltage, for times up to approximately 0.4 s. In dry weather the decrease of the trapped charge is exponential with a largest time constant recorded of two minutes.*

*During an auto-reclosure cycle the trapped charge affects the performance of both the conventional CVT's and novel capacitor-divider voltage sensors. In a conventional CVT the electro-magnetic unit provides a path for the charge to leak away, and in doing so gives rise to a distorted output. In the capacitor-divider voltage sensor the unbalanced charge in the capacitor-divider built up during the auto-reclosure "dead time" will give rise to a d.c. level in the output voltage which will persist when the line is reclosed. Since this d.c. voltage will not be present in the primary signal it is an error and it will inevitably saturate the amplifier system transformers, reducing the input signals to the relays to zero. A similar error will occur by a flashover of a protective spark-gap connected across the reference voltage capacitor  $C_2$ . In this case, however, the unbalance charges, due to the difference in capacitor leakages, will accumulate more quickly than when a circuit is re-energized in the auto-reclosure cycle, and the d.c. level in the output voltage could be of a larger magnitude.*

Dans les systèmes alimentés en tension, pour se prémunir contre ce dernier cas, le réglage de l'éclateur normalement adopté est tel qu'il est assez haut pour qu'aucun éclatement ne se produise pendant les régimes transitoires du réseau et qu'il ne serve que de protection dans l'éventualité d'une ouverture du circuit de la capacité de référence de tension. Dans les systèmes contre une différence de potentiel excessive entre la terre de la salle de relaying et la base du diviseur capacitif.

La charge piégée ne doit pas affecter les performances des capteurs de tension non classiques et, dans le cas du réseau (système) CVT/A mis au point par le C.E.G.B. en collaboration avec G.E.C. Measurements Ltd, le problème a été résolu par l'intégration d'un détecteur de charge piégée dans le système CVT/A. Cet appareil joue le rôle de détecteur de saturation de la ligne sous tension et du transformateur de sortie et il contrôle le filtre passe-bande de charge piégée dans le préamplificateur. Ceci permet de neutraliser les effets de la charge piégée à la sortie du CVT/A et de n'avoir qu'une petite erreur acceptable à la sortie du CVT/A pendant les 20 mois qui suivent la fermeture du disjoncteur.

Pour éliminer les problèmes de charge piégée on emploie, dans les appareils alimentés en courant, un élément du préamplificateur constitué par un filtre actif avec alimentation du courant continu associé à un filtre passe-bande d'entrée qui est inséré dans le signal tension.

Dans les systèmes alimentés en tension, en pratique, on utilise un filtre passe-bande étroit dans le préamplificateur.

Dans les postes à cellule blindée, le problème des charges piégées est moins important car les énergies emmagasinées dans les capacitances sont plus petites; toutefois les remèdes adoptés dans les systèmes diviseurs capacitifs peuvent être également appliqués à ces appareils.

## 10. FERRO-RÉSONANCE DU SYSTÈME PRIMAIRE

Lors d'ouverture dans un système primaire complexe tel que lignes aériennes aboutissant à un ou plusieurs transformateurs, une ferro-résonance peut apparaître. Le mécanisme de cet effet est que, à la coupure, la présence d'une charge piégée sur la ligne aérienne provoque une décharge oscillante à travers les enroulements du transformateur. Cette charge piégée peut provoquer la saturation du transformateur, la capacitance de la ligne et la réactance effective du transformateur peuvent être telles que cette oscillation se maintienne, l'énergie nécessaire étant fournie par un circuit parallèle au circuit de ligne. Le résultat de ce phénomène est l'apparition, à la sortie des capteurs de tension, des tensions contenant des sous-harmoniques de la fréquence fondamentale.

Dans plusieurs cas, la ligne mise hors service trouve cette condition à 16 2/3 Hz avec une forme d'onde carrée et avec une amplitude égale approximativement au tiers de la valeur nominale de tension du système. Dans d'autres cas, la tension était de l'ordre de l'amplitude nominale à 50 Hz mais avait une forme d'onde carrée. De telles conditions sont normalement détectées par des équipements de protection qui déclenchent le fonctionnement des sectionneurs pour séparation de la ligne aérienne du/ou des transformateurs. Un diviseur capacitif de tension devrait toutefois pouvoir fournir, d'une manière correcte, un signal tension au relais de protection pendant l'apparition de ces phénomènes.

## 11. SÉCURITÉ ET FIABILITÉ DES CAPTEURS DE TENSION

Les résultats des perfectionnements apportés à la conception des TCT et des TT classiques font que, depuis de nombreuses années, ces appareils sont considérés comme étant de grande fiabilité. Les fonctionnements à tort des TCT sont principalement dus aux mauvais contacts ou aux dégâts dus à l'humidité à l'intérieur de la capacité des TCT. Ces défauts sont habituellement détectés par une déformation ou une perte des signaux de sortie. Cette haute fiabilité est principalement due aux petits nombres de composants non actifs, constituant les TCT ou les TT. Comme dans les TC classiques, le MTBF, pour les TCT et les TT, peut être voisin de  $10^6$  heures (=  $I/\lambda$ ) mais il apparaît que le coût de réparation est relativement élevé et le temps hors service relativement long, lorsqu'on les compare avec les nouveaux capteurs de tension.

*In voltage-operated systems, to guard against the latter case, the protective spark-gap setting is normally adopted to be high enough so as not to flashover during any system transients and thus the spark-gap serves mainly as a protection in the event of the reference voltage signal capacitor becoming open-circuited. In current operated systems the function of the spark-gap is to protect against excessive earth potential difference between the relay room and the base of the capacitor-divider unit.*

*The trapped charge shall not affect the performance of the non-conventional voltage sensors and in the case of the CVT/A system developed by the C.E.G.B. jointly with G.E.C. Measurements Ltd, this problem was solved by incorporating a trapped charge detector in the CVT/A system. This detector performs the function of the liveline and output transformer saturation detection, and controls the state of the bandpass trapped charge filter in the pre-amplifier unit. By this means any effect of the trapped charge on the CVT/A output is avoided and only a small acceptable error is introduced in the CVT/A output during the first 20 ms after closure of the circuit-breaker.*

*To overcome the problem of the trapped charge the adopted solution in the current operated system is to employ an active filter with the d.c. feed-back as an element of the pre-amplifier together with the low-pass input filter which is inserted in the voltage signal line. In the voltage operated systems the practice is to use narrow band filter in the pre-amplifier unit.*

*In metalclad substations the trapped charge problem is less onerous since the energy stored in the capacitance is smaller, however, the remedial measures adopted for the capacitor-divider systems should be equally applicable to the metalclad substations.*

## **10. PRIMARY SYSTEM FERRO-RESONANCE**

*When switching-off composite circuits such as overhead lines terminated in one or more transformers a ferro-resonance can occur. The mechanism of this effect is that, on de-energization, a trapped charge present on the overhead line discharges in an oscillatory manner through the transformer windings. This trapped charge may cause saturation of the transformer and if the line capacitance and the effective transformer reactance is suitably matched then this oscillation may be maintained, the necessary energy being supplied from the parallel circuit of a double circuit line. As a result of this phenomenon voltages at the output of voltage sensors can appear not only at the fundamental frequency but also at sub-harmonic frequencies.*

*In several cases the line taken out of service was found in this condition ringing at  $16\frac{2}{3}$  Hz with distorted square waveform and with a magnitude of approximately  $1/3$  of the rated system peak voltage. In other cases the voltage was of the order of the rated peak voltage at 50 Hz but again having a distorted square waveform.*

*Such conditions are normally detected by protective gear which initiates operation of isolators for disconnection of an overhead line from a transformer or transformers. Any novel capacitor-divider voltage sensor should therefore be capable of providing satisfactory voltage signals to the protection relays in such conditions.*

## **11. VOLTAGE-SENSORS SECURITY AND RELIABILITY**

*As a result of improvements to the designs which were made over a considerable number of years the conventional CVTs and VTs are now considered highly reliable. Any maloperation of CVTs is mostly due to bad contacts or the ingress of moisture into the CVT capacitor; these faults are usually detected by lost or disturbed output signals. This high reliability is mainly due to the small number of non-active components making up individual CVT or VT units.*

*As in the conventional CT's the m.t.b.f. for CVT's and VT's may be as high as  $10^6$ h ( $= 1/\lambda$ ), but when it occurs the cost of repair is comparatively high and outage time is relatively long when these are compared with the novel voltage sensors.*

Bien que les nouveaux capteurs de tension contiennent un nombre important de composants, la sécurité et la fiabilité désirées de tels systèmes devraient être obtenues par une conception minutieuse des circuits et par l'adoption d'une marge substantielle entre la valeur nominale et la valeur réelle des composants et par leur soumission à des essais de stabilité avant montage. Cette méthode augmentant considérablement le MTBF, avec l'utilisation de redondance sous forme de duplication complète des canaux, les fonctionnements à tort des systèmes de protection ne sont plus à craindre.

Actuellement la pratique adoptée, pour des installations à très haute tension de capteurs de tension opérant en courant ou en tension, est d'avoir deux canaux de protection complètement indépendants, comprenant : filerie et source d'alimentation, depuis le diviseur capacitif jusqu'au relais de protection. Les composants, leur montage, le contrôle qualité etc... seront conformes aux normes adoptées pour les protections du type statique et seront considérés comme une extension du relais lui-même et, de ce fait, auront une fiabilité comparable. Dans certains systèmes les sorties des amplificateurs sont aussi continuellement surveillées et comparées entre elles et lorsqu'une différence pré-déterminée apparaîtra, une alarme surviendra et, si nécessaire, l'alimentation de l'amplificateur défectueux sera déconnectée. Dans une alimentation non séparable, un complément d'isolation est prévu entre les sources de tension et des convertisseurs c.c./c.c. sont insérés dans les sources de tension en c.c.

La conception des systèmes amplificateurs est telle que la précision n'est pas affectée lorsque deux systèmes amplificateurs sont connectés en parallèle sur la même capacité de référence de tension. La protection de ces amplificateurs est incorporée dans le système et elle est telle que dans l'éventualité d'un défaut par court-circuit ou par circuit ouvert sur l'entrée d'un des deux amplificateurs, la précision de l'autre n'est pas affectée. Une surcharge par un court-circuit d'un amplificateur est éliminée par des circuits limiteurs de courant qui agissent immédiatement.

La protection est telle que, d'une part, l'amplificateur n'est pas endommagé et la source d'alimentation n'est pas surchargée lorsque la sortie de cet amplificateur est court-circuitée et, d'autre part, que les autres amplificateurs qui utilisent la même alimentation continueront de fonctionner normalement. L'amplificateur défectueux est déconnecté et une alarme est donnée.

Avec de telles conceptions on atteint un haut degré de sécurité et de fiabilité pour les nouveaux capteurs de tension. Le MTBF d'un nouveau capteur de tension, compte tenu du peu d'années pendant lesquelles ces appareils ont été essayés en service, est de l'ordre de  $10^6$  heures avec une maintenance préventive tous les six mois.

Pour l'application à des installations existantes, le système hybride TCT/A peut être utilisé pour la protection principale, la sortie du TCT initial servant de réserve. Des dispositions peuvent être prévues pour transférer automatiquement la protection de la sortie par amplificateur sur la sortie classique dans l'éventualité d'un défaut dans la première.

Dans les applications sur cellules blindées deux canaux séparés devraient être utilisés avec, pour l'un, une bonne réponse dynamique pour les protections et, pour l'autre, une bonne précision, peut-être avec une réponse différente en régime transitoire, pour les fonctions de mesure et de conduite. Une sélection automatique pourrait aussi être prévue pour donner une bonne fiabilité.

En ce qui concerne la fiabilité des circuits numériques, on se référera aux travaux sur deux protections en étude aux Etats-Unis. La première est un projet de poste automatique de distribution avec 12 fonctions de relaying à maximum de courant, réenclenchement et synchronisation automatiques réalisés numériquement. Ceci a été essayé longuement en laboratoire et depuis plus de 14 mois en fonctionnement expérimental dans un poste 138/13 kV. Pendant cette période, il n'y a eu aucun mauvais fonctionnement qui soit dû à des impulsions transitoires ou autres sursensions de manœuvre.

## 12. PRESCRIPTION POUR LA MAINTENANCE

Dans le cas de capteurs de mesure de tension aucune maintenance de nettoyage ou de réglage n'est nécessaire comme dans le cas des capteurs de courant, mais l'inspection et des essais de vérification sont recommandés. La maintenance corrective s'effectue en remplaçant les modules défectueux, ce qui nécessite l'approvisionnement d'éléments séparés adéquats.

Although the novel voltage sensor systems contain a large number of components the desired security and reliability of such systems could be maintained by a thorough design of the circuits and by allowing a substantial margin between the rated and actual values of the components and by subjecting them to parameter and stability checks prior to installation. This approach considerably extends the mean-time-between-failures and by the use of built-in-redundancy in the form of duplication of complete channels a maloperation of protective relays could be prevented.

At present the practice adopted for installations on supergrid systems of current and voltage operated sensor systems is to have two protection amplifier channels completely independent, including wiring and power supplies, from the capacitor-divider through to the protective relays. The components, assembly technique, quality control, etc., conform to the standard adopted for the solid-state type protections and are regarded as an extension of the relay itself and therefore having comparable reliability. In some systems the amplifier outputs are also continuously monitored and compared against each other and when a pre-set difference in the outputs occurs an alarm is raised and if necessary the power supply to the faulty amplifier is disconnected. In the no-break power supplies complete isolation from the voltage sources is provided, and in the d.c. voltage source d.c./d.c. convertors are incorporated.

The design of the amplifier system is such that the accuracy is not affected when two amplifier systems are connected in parallel to one voltage reference capacitor. Protection of the amplifiers is incorporated in the system and it is such that in the event of failure, short-circuit or open-circuit on the input side of one of the two amplifiers, the accuracy of the other amplifier system is not affected. Overloading by a short-circuit of an individual amplifier is prevented by current limiting circuits which act instantaneously.

Protection ensures that the amplifier is not damaged and the power supply is not overloaded when the amplifier output is short-circuited and it also ensures that the other amplifiers which use the same supply will continue to function normally. This protection is such that the faulty amplifier is disconnected and an alarm is initiated.

With such designs a high security and reliability of the novel voltage sensors should be attained. On the basis of the limited number of years of testing or of service on HV transmission systems it is estimated that with half yearly preventive maintenance, the m.t.b.f. of the novel voltage sensors would be in the order of  $10^6$  (1/λ) h.

In the case of retrospective application a CVT/A system could be used for main protection and the output from the existing CVT would serve as a back-up. An arrangement could be provided for automatic transfer of the protection from the CVT/A voltage source to the CVT in the event of failure of the former.

In the metalclad switchgear application two separate channels could be employed, one with a good dynamic response for protection and the other with very high accuracy, perhaps not the same transient response, for measurement and control functions. Automatic selection could also be arranged to ensure a good reliability.

As far as reliability of digital circuits is concerned, reference should be made on progress on two digital protection developments in the U.S.A. The first is a distribution substation automatic project in which 12 functions for overcurrent relaying, automatic reclosure and automatic synchronisation are performed digitally. This has been extensively tested in the laboratory and for the last 14 months has been in experimental operation in a 138/13 kV substation. There was no maloperation during this period due to transient surges or other switching operations.

## 12. MAINTENANCE REQUIREMENTS

As in the case of current measuring sensors no maintenance involving cleaning or adjusting is necessary for the voltage sensors but inspection and check tests are recommended. The corrective maintenance is best carried out by replacement of faulty modules which necessitates the provision of adequate spares. A fault-

Une liste de pièces ou d'éléments de rechange serait souhaitable. La disponibilité est très importante et pour les équipements de capteurs diviseurs de tension des dispositifs permettant un diagnostic de défaut rapide devraient être incorporés dans l'appareil qui, d'autre part, devrait être conçu pour permettre un remplacement facile des modules défectueux. Comme il est presque impossible d'obtenir la mise hors service d'une partie du réseau pour quelques temps que ce soit, la présentation du matériel et la procédure d'échange doit être prévue dès la conception du produit.

Pour la maintenance préventive, on effectuera la vérification annuelle de la continuité et des réglages aussi bien que les mesures de tension de sortie et, à cet effet l'équipement pourrait avantageusement comporter une prise spéciale d'essai sur le module de l'amplificateur.

On doit prévoir également des moyens de transfert de l'alimentation sur une source de secours de même que des dispositifs d'essai simulant les conditions transitoires.

### 13. ESSAIS EN LABORATOIRES ET SUR RÉSEAUX

Le tableau ci-joint donne un résumé des données de base du nouveau capteur diviseur de tension, installé dans les postes HT. Autant qu'il est possible de l'estimer à partir des articles publiés, tous les équipements énumérés ont été longuement essayés en laboratoire et sur un réseau de transport avant d'être soumis à une expérimentation ou mis en service. Les essais de laboratoire ont été effectués simultanément sous conditions simulées pour représenter les conditions d'environnement globales.

Les résultats du comportement du prototype hybride (TCT/A) concernant un TCT classique modifié, et développé au Royaume Uni sont donnés dans les figures 3 à 6. Les figures 3 et 4 donnent une comparaison entre le système hybride et un TCT classique avec coup de foudre ou surtension de manœuvre superposé au 50 Hz. On peut voir que dans chaque cas il y a un déplacement considérable dans la sortie du TCT, dû à l'arc dans l'éclateur du  $C_2$ . Ces arcs introduisent une charge déséquilibrée et produisent une composante continue qui affecte la tension de sortie. Ces essais sont effectués sans filtre de charge piégée dans le circuit et pour un rapport de  $C_2/C_1$  équivalent à 3,45 au lieu de 17, comme il devrait être réellement. Cependant, la charge déséquilibrée et les transitoires générés dans le TCT produisent des effets plus importants sur la tension de sortie du système hybride.

Ce prototype a aussi été soumis aux essais d'enclenchement et de déclenchement et de défaut sur le réseau 400 kV. Dans tous les cas les résultats montrent que l'appareil donne une reproduction fidèle de la tension primaire avant le défaut, durant le défaut et après élimination du défaut. La reproduction de la tension par le prototype était précise alors que celle fournie par le TCT classique présentait une déformation considérable. Ceci est clairement montré par les résultats reproduits en figure 5, où on peut voir que l'appareil produit presque instantanément une chute de tension à 0 pour un défaut phase-terre appliqué à 26° et que la tension de sortie du TCT classique est d'environ de 20 pour cent de la tension avant le défaut, et conserve cette valeur pendant 20 ms, alors que l'erreur initiale atteint 60 pour-cent à 2 ms après l'apparition du défaut. Les résultats obtenus peuvent aussi être comparés favorablement à ceux obtenus dans des essais conjugués effectués en laboratoire (voir traces supérieures à la fig. 5).

La mauvaise réponse en transitoire du TCT classique et ses effets sur le fonctionnement du relais sont montrés en figure 6, on peut voir que l'oscillation transitoire initiale due à l'apparition du défaut et le rétablissement après le défaut sont fidèlement reproduits sur les trois phases par le prototype. Les améliorations dans la réponse transitoire de l'appareil se manifestent pour cette condition particulière de défaut pour une amélioration de 21 ms du temps de fonctionnement du relais alimenté par le prototype hybride comparé au relais alimenté par le TCT classique. Les essais de manœuvre dans le réseau ont aussi démontré que la réponse en fréquence pendant les deux premières périodes d'alimentation de la ligne est au-dessus de 2 kHz.

Ce système a été expérimenté sur réseau depuis 1973; pendant ce temps, 22 défauts ont intéressé la région alimentée par ce poste et 3 défauts réels se sont produits sur la ligne où le prototype était connecté et aucune défaillance de composant ou fonctionnement à tort n'ont été constatés. En deux occasions les alimentations des amplificateurs ont été correctement limitées, cela était dû à une charge piégée sur la ligne après déclenchement. Cette expérience montre qu'il est essentiel d'incorporer dans le système un filtre pour charge piégée.

finding list would be an advantage. Availability is of the highest importance and for electronic type voltage sensors, facilities for rapid fault diagnosis should be built into the electronic equipment with a presentation allowing easy replacement of faulty modules. Since in power systems it is almost impossible to have outages for any length of time such a procedure would seem to be essential and this feature should be part of the design of the equipment.

As a preventive maintenance, it is suggested that the continuity and calibration checks as well as measurements of output voltages be made annually and that special socket outlets be provided for this purpose on the power amplifier modules.

Monitoring transfer of power supply to a standby unit as well as tests simulating transient conditions should also be available.

### 13. TESTS IN LABORATORIES AND OPERATIONAL EXPERIENCE

The attached table gives a summary of the basic data of capacitor-divider voltage sensors installed in HV switching stations. As far as it is possible to assess from published literature, all listed equipment was extensively tested in laboratories and on transmission systems before being subjected to system trials or put into service. The tests in laboratories were carried out under simulated conditions to assess the overall voltage sensor environmental conditions.

Typical results of the performance of the prototype hybrid system (CVT/A), using modified conventional CVT's developed in the United Kingdom are shown in Figures 3 to 6 inclusive. Figures 3 and 4 give a comparison of the hybrid system performance with that of the conventional CVT for the conditions of lightning and switching impulse superimposed on the 50 Hz primary voltage. It can be seen that in both cases there is a considerable off-set in the output from the conventional CVT due to flashovers of the spark-gap across the capacitor  $C_2$  (see Fig. 2B). These flashovers introduced an unbalanced charge on the capacitor-divider and produced a d.c. level on the capacitor  $C_3$ , which affected the voltage output. These tests were carried out without the trapped charge filter in the circuit and with an equivalent ratio of  $C_2/C_1$  equal to 3.45 instead of 17, as would have been on the actual system. Therefore the unbalanced charge and the generated transient in the CVT produced more onerous effects on the hybrid system voltage output.

This prototype unit was subjected to the 400 kV system switching and fault throwing tests. In all cases the results have shown that the unit gave a faithful reproduction of the primary voltage before the fault, during the faults, and after clearance of the fault. The reproduction of the voltage signal from the prototype was accurate while there was a considerable degradation of the signal derived from the conventional CVT. This is clearly shown by typical results reproduced in Figure 5 where it can be seen that the unit produced almost instantaneous collapse of voltage to zero for a phase-to-earth fault applied at 26° point-on-voltage wave, while the output from the conventional CVT was about 20 percent of the pre-fault voltage and lasted at this value for approximately 20 ms with the initial error of 60 percent at 2 ms after fault inception. The results obtained also compared favourably with those of conjunctive testing carried out in the laboratory (see top traces in Figure 5).

The poor transient response of the conventional CVT and its effect on the operation of the relay is shown in Figure 6 from which it can be seen that the initial transient oscillations due to fault application and post-fault recovery voltages are faithfully reproduced on all three phases by the prototype unit. The improvement in the transient response of the unit resulted for this particular fault condition, in about 21 msec faster operation of the relay energized from the hybrid system as compared with that from the CVT (22.5 ms and 44 msec respectively). System switching tests have also shown that the frequency response of the system during the first two cycles of a line energization is above 2 kHz.

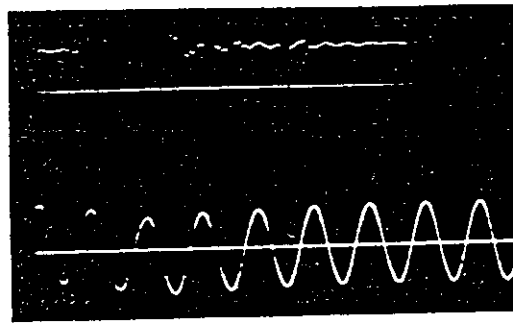
This system has been on system trials since 1973 during which time 22 system faults in the vicinity of the switching station and 3 actual faults were recorded on the 400 kV line to which the prototype unit is connected and no failure of components or operation has been experienced. There were two occasions where power supply to the amplifiers was limited due to a trapped charge on the line after tripping of the line. This experience shows that it is essential to incorporate in the system a trapped charge filter on a permanent basis.

Tableau de données de base des capteurs diviseurs capacitifs de tension sur les réseaux

Pays	Tension du réseau kV	Type de poste	Type de capteur alimenté en tension ou courant	Nombre de canaux	date d'installation		Précision %	Tension Domaine de fréquence	Méthode Domaine de température en °C	Tension ou courant du signal	Méthode de transmission du signal	
					année	nombre mois en service						
Hollande	150	disjoncteur air comprimé	courant	2	1971	encore en service	± 0.12	3 P	+ 5 à + 40	5 Hz-1.5 kHz	0.5 mA	câble coaxial
						1974						
Hollande	400	cellule blindée	courant	2	1974	encore en service	± 1.12	3 P	+ 5 à + 40	5 Hz-1.5 kHz	0.5 mA	câble coaxial
Royaume-Uni	400	air libre	système de tension hybride (TCT/A)	1	1973	encore en essai	± 1.0	3 P	- 5 à + 45	0.2 Hz-2 kHz	approx. 50 mA	paire torsadée avec écran
Italie	400	air libre	tension	2	1932	encore en essai avec préampli. seult.	± 0.2	3 P	- 5 à + 35	0-1.0 kHz	5 V	câble pilote
Allemagne	110	cellule blindée	tension	1	1972		± 1.0	3 P				câble coaxial avec double écran
France	72.5	cellule blindée	tension	1	1971	encore en service	± 0.5	3 P	- 25 à + 45		5 V	câble coaxial avec double écran
France	750	air libre	tension avec F.M.	1	1973	encore en essai	± 0.5	3 P	- 25 à + 45	0.25 Hz-1.0 kHz	5 V	câble coaxial avec double écran
Suède	400	air libre	tension	1	1976	encore en essai	± 0.5	3 P	- 25 à + 45	2 Hz-2 kHz	380 V	câble coaxial avec double écran
Suède	400	cellule blindée	courant	1	1977	encore en service	± 0.5	3 P	- 25 à + 45	2 Hz-2 kHz	1 mA	câble coaxial avec double écran
Allemagne	150	cellule blindée	tension	1	1975	encore en service	± 0.5	3 P	- 5 à + 40	30 Hz-5 kHz		paire torsadée avec écran
Allemagne	440	cellule blindée	tension	1	1976	encore en service	± 1.0	3 P	- 5 à + 40	30 Hz-5 kHz		paire torsadée avec écran
Japon	275	cellule blindée	tension	1	1970/1977	38 équipements en service	± 1.0	3 P	- 20 à + 40	5 Hz-500 Hz	63.5 V	câble coaxial

Table of basic of capacitor-divider voltage sensors installed on systems

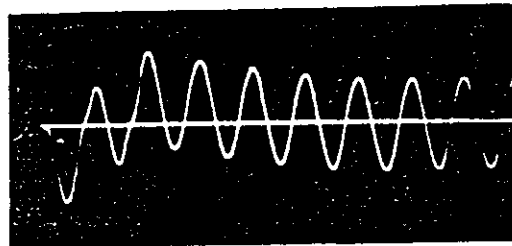
Country	System Voltage kV	Type of Substations	Type of Sensor Voltage or Current Operated	Number of Channels	Year of installation	Date of installation Number of Months in Service	Accuracy %		Frequency Range	Range of Temperature in Degrees C	Signal Voltage or Current	Method of Signal Transmission
							Meas.	Protection				
Holland	150	Compressed Air CB's	Current	2	1971	Still in Service	±0.12	3 P	5 Hz-1.5 kHz	+5 to +40	0.5 mA	Coaxial Cable
			Current	2	1974							
Holland	400	Metalclad	Current	2	1974	Still in Service	±0.12	3 P	5 Hz-1.5 kHz	+5 to +40	0.5 mA	Coaxial Cable
United Kingdom	400	Open Air	Voltage, Hybrid System (CVT/A)	1	1973	Still on trials	±1.0	3 P	0.2 Hz-2 kHz	-5 to +45	Approx. 50 mA	Screened Twisted Pairs
Italy	400	Open Air	Voltage	2	1972	Still on trials with preamp. only	±0.2	3 P	0-1.0 kHz	-5 to +35	5 V	Pilot Cable
Germany	110	Metalclad	Voltage	1	1972		±1.0	3 P				Double Screened Coaxial Cable
France	72.5	Metalclad	Voltage	1	1971	Still in Service	±0.5	3 P		-25 to +45	5 V	Double Screened Coaxial Cable
France	750	Open Air	Voltage with FM	1	1973	Still on trials	±0.5	3 P	0.25 Hz-1.0 kHz	-25 to +45	5 V	Double Screened Coaxial Cable
Sweden	400	Open Air	Voltage	1	1976	Still on trials	±0.5	3 P	2 Hz-2 kHz	-25 to +45	380 V	Double Screened Coaxial Cable
Sweden	400	Metalclad	Current	1	1977	Still in Service	±0.5	3 P	2 Hz-2 kHz	-25 to +45	1 mA	Double Screened Coaxial Cable
Germany	150	Metalclad	Voltage	1	1975	Still in Service	±0.5	3 P	30 Hz-5 kHz	-5 to +40		Screened Twisted Pairs
Germany	400	Metalclad	Voltage	1	1976	Still in Service	±1.0	3 P	30 Hz-5 kHz	-5 to +40		Screened Twisted Pairs
Japan	275	Metalclad	Voltage	1	1970 to 1977	38 sets in Service	±1.0	3 P	5 Hz-500 Hz	-20 to +40	63.5 V	Coaxial Cable



TRACE SUPERIEURE  
Signal : sortie TCT/A  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse balayage : 2  $\mu$ s/Div

TRACE INFERIEURE  
Signal : sortie TCT/A  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse balayage : 2 ms/Div

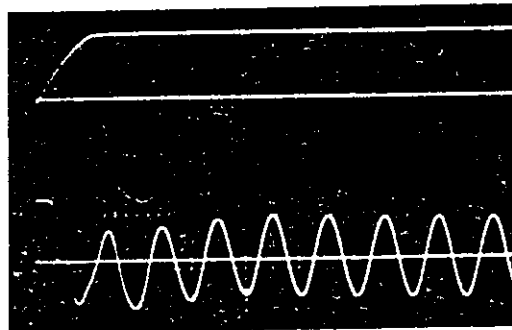
(a) Sortie TCT/A H.F.



Signal : sortie TCT  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse balayage : 20 ms/Div

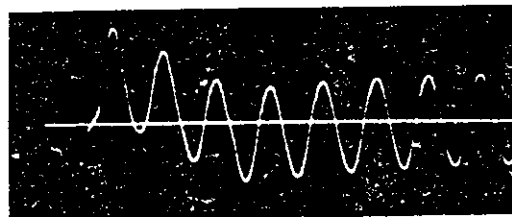
(b) Sortie TCT

FIG. 3. - Onde de 1,64/48  $\mu$ s 1425 kV impulsion positive superposée à la tension 50 Hz en quadrature



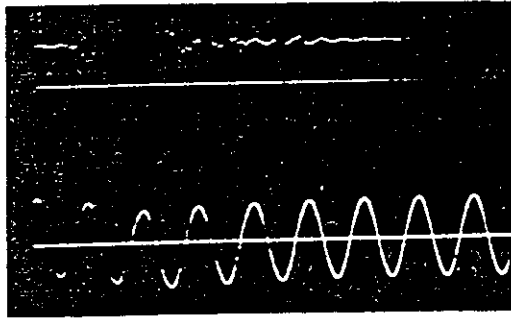
TRACE SUPERIEURE  
Signal : sortie TCT/A  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse Balayage : 0,2 ms/Div

TRACE INFERIEURE  
Signal : sortie TCT/A  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse balayage : 20 ms/Div



Signal : sortie TCT  
Sensibilité : 100 V/Div  
Vitesse balayage : 20 ms/Div

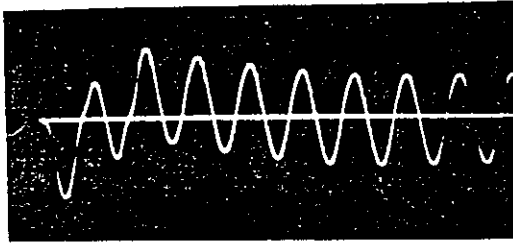
FIG. 4. - Onde de 260/2770  $\mu$ s 1050 kV impulsion positive superposée à la tension 50 Hz en quadrature



(a) Hi-Fi CVT output

UPPER TRACE  
Signal : CVT/A output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 2  $\mu$ s/Div

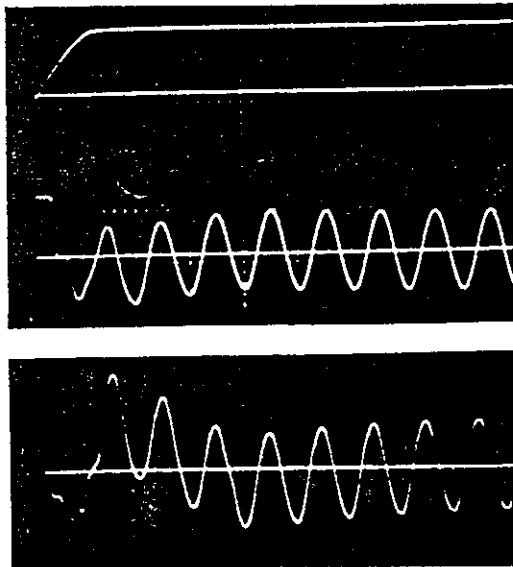
LOWER TRACE  
Signal : CVT/A output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 20 ms/Div



(b) CVT output

Signal : CVT output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 20 ms/Div

FIG. 3. - 1.64/48  $\mu$ sec 1425 kV positive impulse superimposed on 50 Hz voltage at 90°

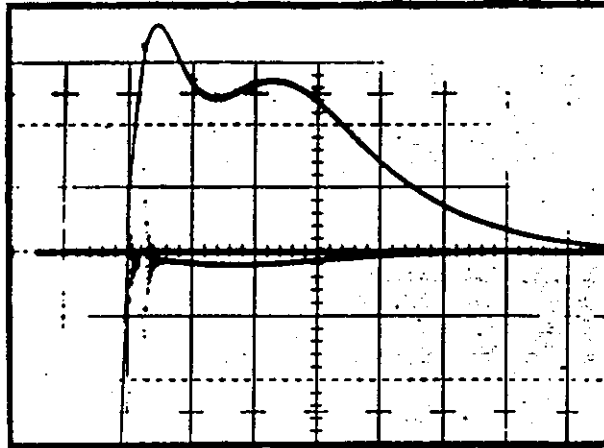


UPPER TRACE  
Signal : CVT/A output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 0.2 ms/Div

LOWER TRACE  
Signal CVT/A output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 20 ms/Div

Signal : CVT output  
Sensitivity : 100 V/Div  
Sweep rate : 20 ms/Div

FIG. 4. - 260/2750  $\mu$ sec 1050 kV positive impulse superimposed on 50 Hz voltage at 0°



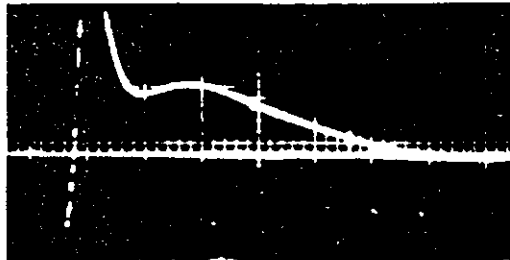
RESULTATS DE LABORATOIRE

Signal : trace supérieure  
sortie TCT -  
trace inférieure  
sortie TCT/A

Sortie tension nominale = 63,5 V

Sensibilité : 5 V/Div

Vitesse balayage : 5 ms/Div



RESULTATS D'ESSAI SUR RESEAU  
POUR DEF AUT PH/T  
SORTIE TENSION NOMINALE = 63,5 V

Signal : sortie TCT

Sensibilité : 10 V/Div

Vitesse balayage : 5 ms/Div



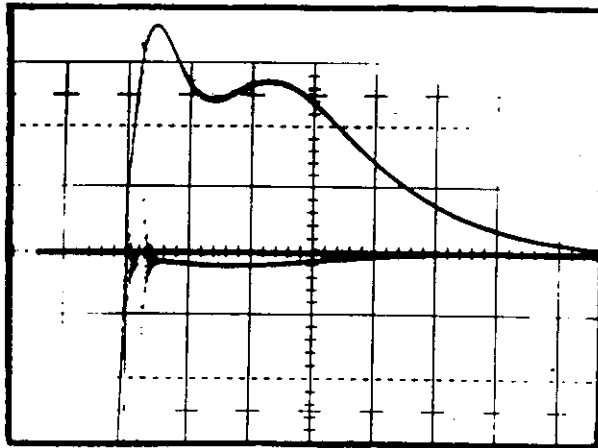
Signal : SORTIE TCT/A

Sensibilité : 7 V/Div

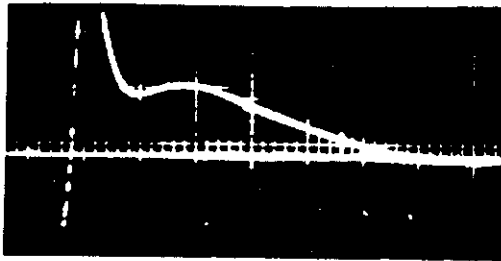
Vitesse balayage : 5 ms/Div

(la ligne de 0 devrait être  
2mm plus haut)

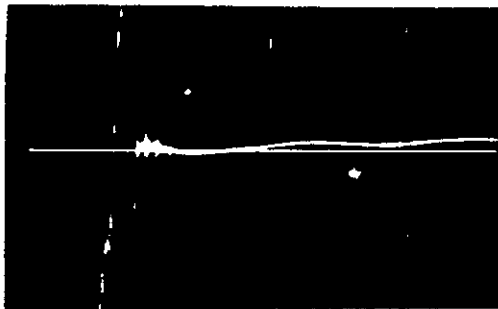
FIG. 5. - Comparaison des résultats de laboratoire et d'essais sur réseau



LABORATORY RESULTS  
Signal : Top Trace CVT output  
Bottom Trace CVT/A output  
Rated voltage output = 63.5 V  
Sensitivity : 5V/DIV  
Sweep rate : 5 ms/Div



SYSTEM TEST RESULTS FOR B/E FAULT  
RATED VOLTAGE OUTPUT = 63.5 V  
Signal : CVT output  
Sensitivity : 10 V/Div  
Sweep rate : 5 ms/Div



Signal : CVT/A output  
Sensitivity : 7 V/Div  
Sweep rate : 5 ms/Div  
(Zero line should be 2 mm higher)

FIG. 5. - Comparison of laboratory results with those obtained from system tests

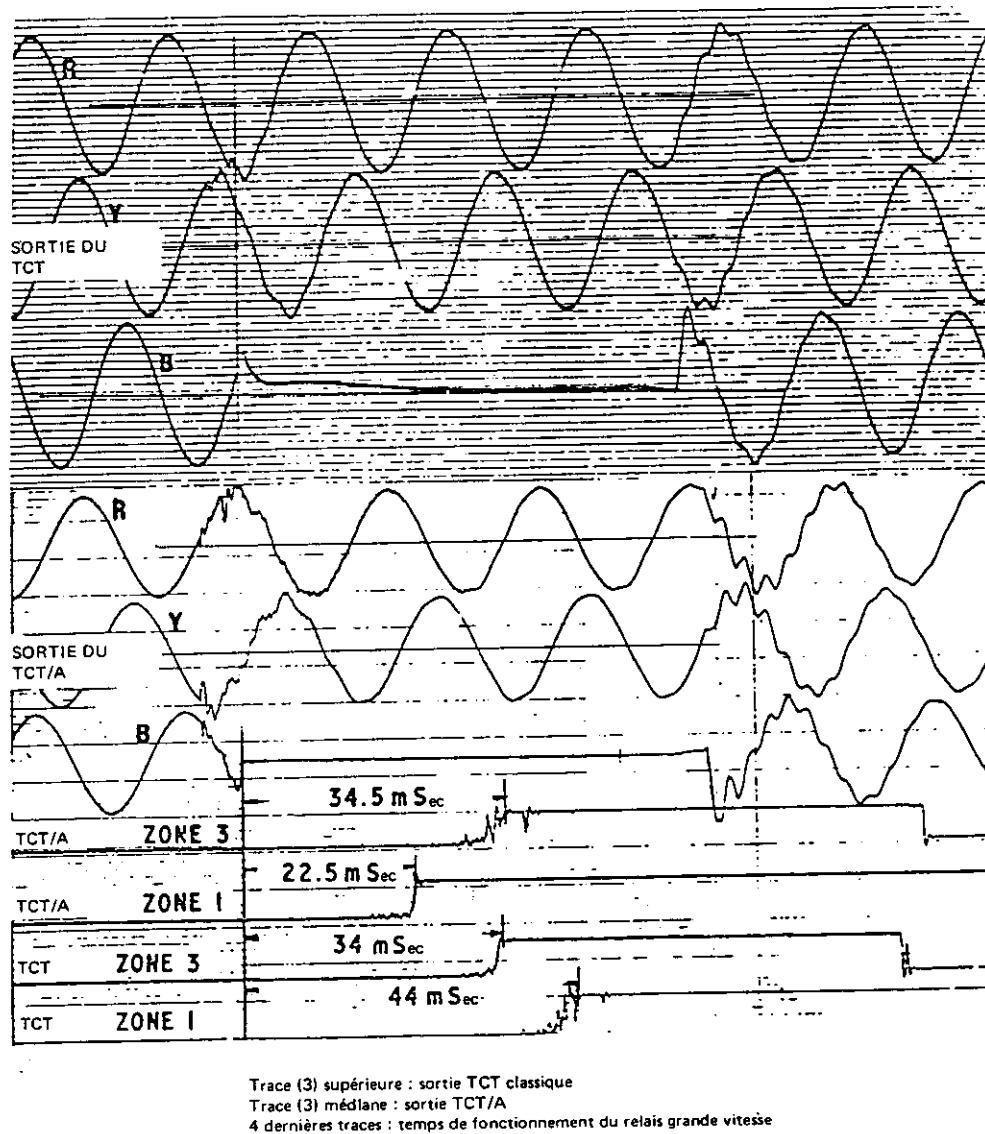


FIG. 6. - Effet de la réponse du capteur de tension sur le fonctionnement de protection à grande vitesse lors d'un défaut.

En Hollande, après l'exécution des essais de type et de routine sur un prototype de 150 kV en 1969, deux unités triphasées, avec double canal, ont été installées en 1971 pour expérimentation sur réseaux. La conception a été faite pour un réseau de 150 kV à neutre isolé et pour des postes du type cellule blindée avec des disjoncteurs à air comprimé. Le diélectrique du condensateur HT  $C_1$  était de ce fait l'air comprimé à une pression de 17 à 19.6 bars.

En avril 1974, un système triphasé à deux canaux a été installé sur 8 cellules blindées d'un nouveau poste 150 kV. Aucun autre type de mesure de tension n'était prévu dans ce poste.

Après 8 mois d'expérimentation à la KEMA sur le prototype 400 kV isolé au  $SF_6$ , un nouveau poste à 7 cellules blindées était commandé en mai 1974. Le capteur de tension pour chacun de ces circuits est constitué en un système à double canal isolé au  $SF_6$  à la pression de 5 à 6 bars comme diélectrique pour le condensateur  $C_1$ .

Jusqu'à maintenant la performance de tous ces matériels installés est déclarée satisfaisante. Les problèmes de perturbation expérimentée dans le poste 400 kV, ont été éliminés par l'insertion d'un filtre passe bas et d'une capacité de 100 nF dans la ligne d'alimentation du signal.

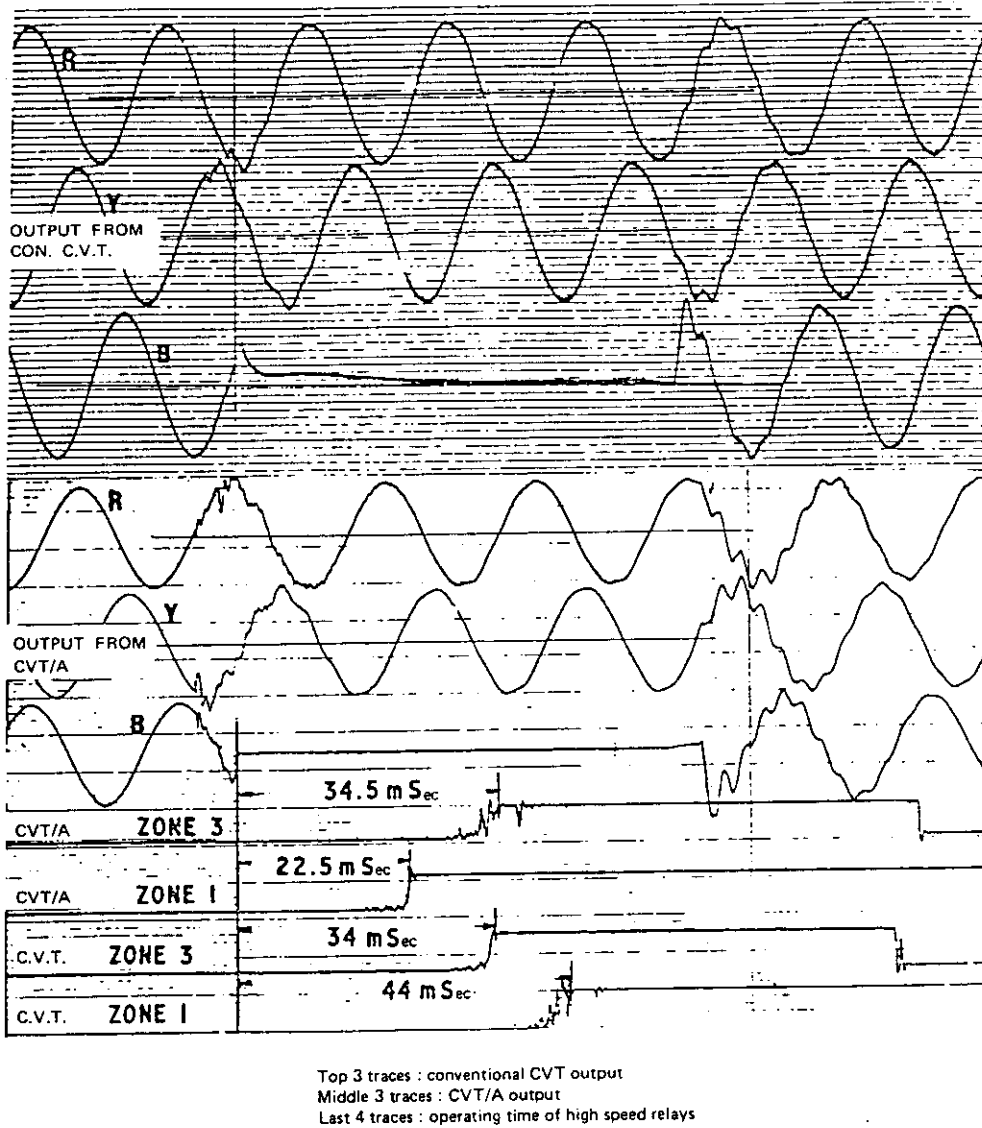


FIG. 6. - Effect of voltage sensor response on operation of high-speed protection during fault condition

In Holland, after completion of routine and type testing of a 150 kV prototype unit in 1969, two 3-phase units with dual channel were installed in 1971 for system trials. The design was made for the 150 kV system having an isolated neutral metalclad type substation with compressed air type circuit-breakers. The dielectric of the HV capacitor  $C_1$  was therefore compressed air with a working pressure range of 17 to 19.6 bars.

In April 1974 3-phase dual channel systems were installed on 8 circuits of a new 150 kV metalclad type substation. No other type of voltage measurement was provided in this substation.

After 8 months testing at the KEMA on the 400 kV  $SF_6$  prototype unit, a new 7 circuit metalclad substation was commissioned in May 1974. The voltage sensor for each circuit consists of a dual channel system with the  $SF_6$  at the pressure of 5 to 6 bars as a dielectric of the capacitor  $C_1$ .

Up to now the performance of all the installed units is claimed to be satisfactory. The interference problem experienced in the 400 kV substation was overcome by inserting a low pass filter and 100 nF capacitor in the signal line.

## 14. CONSIDÉRATIONS ÉCONOMIQUES

Les transformateurs de tension de type électromagnétique dans les postes de coupure du type à l'air libre sont très employés pour les mesures de tension sur le réseau de tension de 100 kV. Pour les fonctions de protection et de mesure, les transformateurs capacitifs de tension, du fait de leurs avantages économiques, sont normalement employés pour des lignes de transport de tension supérieures à 100 kV, et les expériences actuelles, avec les relais de protection alimentés par des TCT ont été satisfaisantes. Cependant, du fait de la haute précision que l'on peut obtenir avec les transformateurs de tension électromagnétiques, ils sont encore utilisés pour le comptage et la surveillance du système de tension et, jusqu'à présent, ils sont aussi invariablement utilisés dans les postes à cellules blindées type SF<sub>6</sub>.

Dans les TCT classiques et les nouveaux capteurs diviseurs de tension, le diviseur capacitif est du même type pour les deux systèmes. Mais la partie électromagnétique des TCT est beaucoup moins coûteuse que le système amplificateur dans le capteur capacitif et la seule justification pour ce dernier se trouve dans les performances qui sont très supérieures et égales à celles obtenues avec un transformateur de tension électromagnétique. Sur cette base le coût relatif estimé d'une unité de 25 VA par phase, diviseur capacitif de tension utilisé avec un TCT modifié pour une utilisation en 400 kV sur réseau existant, devrait être de l'ordre de 25 pour-cent du coût d'un nouveau TT électromagnétique de 100 V, et pour un système à 2 canaux le coût serait approximativement 40 pour-cent du coût d'un TT.

Dans l'application des capteurs de tension à des postes à cellule blindée de 275 kV, le coût estimé d'un nouveau capteur de tension diviseur capacitif à double canal de 10 VA par phase et par canal, devrait être le même que pour un appareil transformateur de tension électromagnétique de même puissance. Le coût d'un système à un seul canal avec contrôle devrait être approximativement les 2/3 du coût d'un système à double canal.

Pour les appareils à 400 kV, système à double canal de 50 VA par phase et par canal, le coût estimé est 80 pour-cent du coût d'un transformateur de tension électromagnétique au SF<sub>6</sub> de 100 VA de puissance par phase. Si cette puissance est réduite à 25 VA par phase et par canal, le coût serait approximativement 70 pour cent du coût de l'unité électromagnétique.

L'utilisation à grande échelle de dispositifs statiques augmentera la charge demandée à ce type de capteurs et accroîtra les motivations économiques.

## 15. CONCLUSIONS

L'expérience obtenue pendant l'expérimentation sur les réseaux HT, dans les quatre dernières années (voir tableau I) pour les nouveaux capteurs alimentés aussi bien en courant qu'en tension démontre que ces systèmes peuvent être employés opérationnellement. L'expérimentation réelle et les essais montrent aussi que les systèmes développés donnent une fidèle reproduction des courants primaires dans des conditions transitoires. La performance dans ces conditions est supérieure à celle des TCT classiques. Ces appareils peuvent être conçus aussi bien pour la classe de mesure 1 pour-cent que pour la classe de précision des protections 3P, conformément aux recommandations 186 et 186 A de la CEI, depuis 2 pour-cent jusqu'à 150 pour-cent de la valeur nominale et à l'intérieur d'un domaine de fréquence de  $\pm 3$  pour-cent de la fréquence nominale.

Les travaux de développement d'un transformateur de tension capacitif à haute fidélité (système hybride TCT/A) convenant aussi bien aux nouvelles installations qu'aux rénovations sur des installations anciennes, ont aussi prouvé que ce système peut être opérationnel. Les avantages d'un tel système sont que les modifications peuvent être apportées sur le site et les sources d'alimentation sont limitées aux besoins de protection soit 25 VA au moins.

En général, dans la pratique actuelle pour les cellules blindées SF<sub>6</sub> on utilise des transformateurs de tension électromagnétiques isolée au SF<sub>6</sub> capables de fournir avec haute fidélité la réponse demandée pour les protections, le contrôle, la mesure et les fonctions de comptage. Le coût et, peut-être, une performance légèrement meilleure des nouveaux capteurs de tension fournissent quelques bonnes raisons pour leur

#### 14. ECONOMIC CONSIDERATION

Electromagnetic VT's in open-air type switching stations are popular for voltage measurements on the transmission systems up to 100 kV. For protection and measuring functions, capacitor voltage-transformers, because of their economic advantage, are commonly used for transmission voltages above 100 kV and experience up to now with protection relays energized by the CVT's has been satisfactory. However, because of high accuracy achievable with electro-magnetic VT's they are being used for metering and system voltage monitoring functions and up to the present they are also invariably used in metalclad SF<sub>6</sub> type switching stations.

In conventional CVT's and novel capacitor-divider voltage sensors the capacitor-divider unit is of the same type for both systems. Since the electro-magnetic VT units in the CVT's are much less expensive than the amplifier systems in the capacitor-voltage sensors the only justification for using the latter type of system is on the grounds of superior performance which is equal to that of electro-magnetic voltage transformers. On this basis the comparative estimated cost of one 25 VA rating per phase channel of a capacitor-divider system used with a modified CVT for 400 kV retrospective application would be in the order of 25 percent of the cost of a new 100 VA rating per phase electro-magnetic VT, for a two channel system the cost would be approximately 40 percent of the cost of the VT.

In application of voltage sensors to 275 kV metalclad switching stations the estimated cost of a dual channel capacitor-divider voltage sensor system with each channel of 100 VA rating per phase would be the same as for SF<sub>6</sub> electro-magnetic unit of the same rating. The cost of a single channel system with supervision would be approximately 2/3 of the cost of a dual channel system.

For 400 kV units a dual channel system of 50 VA rating per phase per channel the estimated cost is 80 percent of the SF<sub>6</sub> electromagnetic VT of 100 VA rating per phase. If the rating is reduced to 25 VA per phase per channel the cost would be approximately 70 percent of the cost of the electromagnetic unit.

This cost incentive will be increased with wide-spread application of solid state devices which inherently will impose more VA burden on this type of voltage sensors.

#### 15. CONCLUSIONS

The experience gained during the HV system trials with both current and voltage operated sensors in the last 4 years and with operational installations (see Table N<sup>o</sup> 1) shows that these systems can be used operationally. The operational trials and testing also show the developed systems gave a faithful reproduction of the primary voltage under transient conditions. The performance under these conditions in terms of transient response is superior to that of the conventional CVT's. These systems can be designed to be well within the measurement Class 1.0 and protection Class 3P accuracy to I.E.C. Recommendations 186 and 186 A from 2 percent to 150 percent of rated voltage and over a  $\pm 3$  percent frequency range.

The development work of a high-fidelity capacitor voltage-transformer (a hybrid system, CVT/A) suitable for both new and retrospective application has also reached the stage where such a system can be used for operational applications. The advantages of such a system are that modifications can be carried out on site, and external power supplies are limited to the protection needs, say 25 VA or less.

In general, the present practice in respect of voltage measurements in metalclad SF<sub>6</sub> switchgear is to rely on the use of the SF<sub>6</sub>-insulated electro-magnetic VT's which are capable of providing the high-fidelity of response required for the associated protection, control, measurement and metering functions. The cost of electro-magnetic VT's and perhaps a slightly better performance of the novel voltage-sensors provide some

application aux équipements de cellule blindée pour les nouveaux postes et pour extension dans les postes existants du type ouvert.

Pratiquement, tous les capteurs de tension utilisent des signaux du type analogique pour fournir la précision requise, à la charge requise, sans faire appel à des méthodes spéciales de modulation ou à des méthodes numériques de transmission. Il n'est pas évident que les méthodes numériques de transmission ou de sortie apportent une meilleure performance que celles obtenues avec les méthodes analogiques adoptées.

## 16. LISTE DES FIGURES

- FIG. 1A - Schéma d'un capteur diviseur capacitif de tension alimenté en tension à simple canal.  
FIG. 1B - Schéma d'un capteur diviseur capacitif de tension alimenté en tension à deux canaux.  
FIG. 2A - Schéma d'un capteur diviseur capacitif de tension alimenté en courant à deux canaux.  
FIG. 2B - Schéma d'un système hybride (TCT/A).  
FIG. 3 - Oscillogramme de tension de sortie du capteur de tension pour un essai de 1,64/48  $\mu$ s, 1 425 kV impulsion positive superposée à la tension 50 Hz au maximum de tension.  
FIG. 4 - Oscillogramme de tension de sortie du capteur de tension pour un essai de 260/275  $\mu$ s, 1 050 kV impulsion positive superposée à la tension 50 Hz au passage à 0.  
FIG. 5 - Comparaison des résultats de laboratoire avec ceux obtenus pendant des essais sur réseaux.  
FIG. 6 - Effet de la réponse capteur de tension sur le fonctionnement de la protection à haute vitesse.

## 17. BIBLIOGRAPHIE

- [1] Hughes M.A., Distance relay performance as affected by capacitor voltage transformers, *Proc., IEE*, Vol. 121, No. 12, December 1974.
- [2] Gray F.M., Hughes M.A. and Stalewski A., Monitoring of transmission line voltage for protective relay purposes using capacitor dividers, *IEE Conf. on Developments in Power System Protection*, March 1975.
- [3] Rogers A.J., Method for simultaneous measurement of current and voltage on high-voltage lines using optical techniques, *Proc. IEE*, Vol. 123, No. 10, October 1976.
- [4] Müller W., Tendances de développement dans la construction des transformateurs de type non classique, *AIM*, Liège, juin 1973.
- [5] Jacquin M., Vigreux J. et Ricard L., Réducteur de tension capacitif à amplificateur électronique pour postes blindés à THT, *AIM*, juin 1973.
- [6] Sarquiz P. et Souillard M., Les capteurs de mesure, *AOIM*, juin 1973.
- [7] Lisser J., Amplifier-type voltage transformers, Hazmeyer, *Holettechnik*, No. 5, 1975, 2.
- [8] Beehler J.E., Weather, Corona and the decay of trapped energy on transmission lines, presented at the *IEEE Winter Power Meeting*, New York, Feb. 2-7 1964, Paper No. 64-47.
- [9] Csuros L., Foreman K.F. et Glavitsch H., Surtensions de fermeture sur des lignes d'alimentation de transformateurs, Comité d'Études No. 33 de la CIGRÉ, *Electra*, No. 18, juillet 1971.
- [10] Wilson Ian, Electrical Interference, *Engineering*, November 1975.
- [11] Mellitt B., Transient voltages generated by inductive switching in control circuits, *Proc. IEE*, Vol. 121, No. 7, July 1974.
- [12] Pétard M. et co-auteurs, Equipements du nouveau système de protection et de reprise du service du réseau français d'interconnexion à THT, rapport *CIGRÉ*, No. 34-03, 1976.
- [13] Lisser J., High accuracy with amplifier-type voltage transformers, *Electrical Review*, Vol. 198, No. 21, 28 May/4 June 1976.
- [14] Lisser J., Amplifier-type voltage transformers-Elektrotechnik, Journal Paper, vol. 53, No. 15 Dec. 1975, 835-46.
- [15] Chernikov G.B., Evlikov A.A., Boldyrev V.T., *Elektrichestvo (URSS), Journal Paper*, No. 3, March 1976, 32-6.

incentive for the application of these new voltage measuring systems to metalclad switchgear for both new substations and extensions to existing open type substations.

Practically all voltage-sensors use the analogue type of signals to meet the required accuracy and burden without relying on special modulation methods or resorting to digital methods of transmission. There is no evidence that the digital mode of transmission or output would give just as a good performance as with the adopted analogue methods.

## 16. LIST OF FIGURES

- FIG. 1 A - Block diagram for single-channel voltage operator-divider voltage-sensor system.  
FIG. 1 B - Block-diagram for a dual channel voltage operated capacitor-divider voltage-sensor system.  
FIG. 2 A - Block diagram for a dual channel current operated capacitor-divider voltage-sensor system.  
FIG. 2 B - Block diagram for a hybrid system (CVT/A).  
FIG. 3 - Oscillograph records of the voltage-sensor outputs for the test of 1.64/48  $\mu$ s, 1425 kV positive impulse superimposed on 50 Hz voltage at 90°.  
FIG. 4 - Oscillograph records of the voltage-sensor outputs for the test of 260/2750  $\mu$ s, 1050 kV positive impulse superimposed on 50 Hz voltage at 0°.  
FIG. 5 - Comparison of laboratory result with those obtained from system tests.  
FIG. 6 - Effect of voltage sensor response on operation of high-speed protection.

## 17. REFERENCES

- [1] Hughes M.A., Distance relay performance as affected by capacitor voltage transformers, Proc., IEE, Vol. 121, No. 12, December 1974.  
[2] Gray F.M., Hughes M.A. and Stalewski A., Monitoring of transmission line voltage for protective relay purposes using capacitor dividers, IEE Conf. on Developments in Power System Protection, March 1975.  
[3] Rogers A.J., Method for simultaneous measurement of current and voltage on high-voltage lines using optical techniques, Proc. IEE, Vol. 123, No. 10, October 1976.  
[4] Müller W., Tendances de développement dans la construction des transformateurs de type non classique, AIM, Liège, juin 1973.  
[5] Jacquin M., Vigreux J. et Ricard L., Réducteur de tension capacitif à amplificateur électronique pour postes blindés à THT, AIM, juin 1973.  
[6] Sarquiz P. et Souillard M., Les capteurs de mesure, AOIM, juin 1973.  
[7] Lisser J., Amplifier-type voltage transformers, Hazmeyer, Holettechnik, No. 5, 1975, 2.  
[8] Beehler J.E., Weather, Corona and the decay of trapped energy on transmission lines, presented at the IEEE Winter Power Meeting, New York, Feb. 2-7 1964, Paper No. 64-47.  
[9] Csuros L., Foreman K.F. et Glavitsch H., Surtensions de fermeture sur des lignes d'alimentation de transformateurs, Comité d'Études No. 33 de la CIGRÉ, Electra, No. 18, juillet 1971.  
[10] Wilson Ian, Electrical Interference, Engineering, November 1975.  
[11] Mellitt B., Transient voltages generated by inductive switching in control circuits, Proc. IEE, Vol. 121, No. 7, July 1974.  
[12] Pétard M. et co-auteurs, Equipements du nouveau système de protection et de reprise du service du réseau français d'interconnexion à THT, rapport CIGRÉ, No. 34-03, 1976.  
[13] Lisser J., High accuracy with amplifier-type voltage transformers, Electrical Review, Vol. 198, No. 21, 28 May/4 June 1976.  
[14] Lisser J., Amplifier-type voltage transformers-Elektrotechnik, Journal Paper, vol. 53, No. 15 Dec. 1975, 835-46.  
[15] Chernikov G.B., Evlikov A.A., Boldyrev V.T., Elektrichestvo (URSS), Journal Paper, No. 3, March 1976, 32-6.

ANNEXE A

EFFET FARADAY MAGNÉTO-OPTIQUE

Dans un cristal, actif du point de vue optique, tel un quartz, deux ondes polarisées circulairement, une gauche S et une autre droite D, correspondant à une onde polarisée linéairement, se déplacent à des vitesses différentes. Ainsi, selon la théorie de Fresnel, le plan de l'onde lumineuse polarisée linéairement subit une rotation  $\theta$  exprimée par l'équation (1)

$$\theta = \frac{K}{2} (n_s - n_d) L \quad A1$$

dans laquelle K est le vecteur d'onde de lumière monochromatique dans la direction axiale d'un cristal de longueur L ;  $n_s$  et  $n_d$  les indices de réfraction correspondant aux ondes S et D sus-mentionnées. Une équation analogue à (1) peut être déduite de l'effet Faraday qui apparaît dans tous les corps diélectriques, optiquement inactifs, transparents et isotropes, lorsqu'un champ magnétique constant leur est appliqué dans la direction de la propagation de la lumière.

Dans ce cas le diélectrique devient optiquement actif et anisotrope, attendu que les vecteurs de déplacement  $\bar{D}_0$  et le champ électrique  $\bar{E}_0$  ne restent plus proportionnels.

La perméabilité  $\epsilon$  définie par le rapport entre les deux vecteurs n'est plus une grandeur scalaire mais un tenseur, comme indiqué dans la matrice ci-dessous :

$$|\epsilon| = \epsilon_0 \begin{vmatrix} n_1^2 & -j\beta & 0 \\ 0 & n_1^2 & j\beta \\ 0 & 0 & n_2^2 \end{vmatrix} \quad A2$$

L'utilisation de la formule 2 pour le calcul du tenseur  $|\epsilon|$  dans un milieu diélectrique, rendu optiquement actif par application d'un champ magnétique constant, conduit au développement suivant.

Dans un système d'atomes, exprimé sous forme schématique par le modèle Lorentz<sup>2</sup>, situé dans un lieu où il y a un champ magnétique d'induction  $\bar{B}$  et un champ électrique sinusoïdal d'expression  $E = E_0 \exp - j\omega t$ , dont la pulsation est  $\omega$ , l'électron est soumis à des oscillations forcées régies par la relation :

$$\frac{\ddot{\bar{p}}}{p} + \omega_0^2 \bar{p}_0 + \frac{e}{m} \dot{\bar{p}} \times \bar{B} = - \frac{e^2}{m} \bar{E}_0 \exp - j\omega t \quad A3$$

dont la solution est du type :

$$\bar{p} = \bar{p}_0 \exp - j \omega t \quad A4$$

Dans les équations (3) et (4),  $\bar{p}_0$  indique le moment du dipole électrique et  $\omega_0$  la pulsation de l'oscillation de l'électron.

En représentant les vecteurs  $\bar{p}_0$  et  $\bar{E}_0$  dans un repère cartésien x, y, z et en prenant l'axe z comme direction du vecteur  $\bar{B}$  et en posant  $\omega_L$  (pulsation de Lamor) comme suit :

$$\omega_L = \frac{eB}{2m} \quad A5$$

nous obtenons après substitution dans l'équation (4) les trois équations suivantes :

$$\begin{aligned} (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0x} + j2\omega\omega_L P_{0y} &= - \frac{e^2}{m} E_{0x} \\ - j2\omega\omega_L P_{0x} + (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0y} &= - \frac{e^2}{m} E_{0y} \\ (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0z} &= - \frac{e^2}{m} E_{0z} \end{aligned} \quad A6$$

APPENDIX A

THE FARADAY MAGNETO-OPTICAL EFFECT

In a crystal that is active from the optical point of view, such as quartz, two circularly polarized waves; one left-handed *S* and the other right-handed *D*, corresponding to a linearly polarized wave, travel at different velocities. Thus, according to Fresnel's theory, the plane of the linearly polarized light wave undergoes a rotation  $\theta$ , expressed by the equation 1.

$$\theta = \frac{K}{2}(n_s - n_d)L \quad A1$$

in which *K* is the wave vector of the mono-chromatic light radiation in the direction of the axis of a crystal of length *L*;  $n_s$  and  $n_d$  the refraction indices corresponding to the aforementioned circularly polarized waves *S* and *D*. An equation analogous to (1) may be deduced from the Faraday effect that occurs in all the transparent and isotrope, optically inactive, dielectric bodies, when a constant-magnetic field is applied to them in the direction of propagation of the light radiation.

In this case, the dielectric material becomes optically active and anisotrope, inasmuch as the vectors of the displacement  $\bar{D}_0$  and the electric field  $\bar{E}_0$  are no longer proportional.

The permeability  $\epsilon$  that defines the ratio between the two vectors is transformed from a scalar quantity to a tensorial one, defined by the matrix as follows :

$$|\epsilon| = \epsilon_0 \begin{vmatrix} n_1^2 & -j\beta & 0 \\ 0 & n_1^2 & j\beta \\ 0 & 0 & n_2^2 \end{vmatrix} \quad A2$$

To use the formula (2) for the calculation of the tensor  $|\epsilon|$  in a dielectric media which is made optically active by application of a constant magnetic field, the following is applicable.

In an atomic system, expressed in schematic form by the model of Lorentz<sup>2</sup>, situated in an area in space where there is a constant magnetic induction field  $\bar{B}$  and a sinusoidal electric field  $E = E_0 \exp -j\omega t$ , oscillating at the  $\omega$ , the electron is subject to forced oscillations governed by the relationship :

$$\frac{\dot{\bar{p}}}{p} + \omega_0^2 \bar{p}_0 + \frac{e}{m} \frac{\dot{\bar{p}}}{p} \times \bar{B} = - \frac{e^2}{m} \bar{E}_0 \exp -j\omega t \quad A3$$

solution of which is of the following type :

$$\bar{p} = \bar{p}_0 \exp -j\omega t \quad A4$$

In the equations (3) et (4),  $\bar{p}_0$  indicates the electric dipole momentum and  $\omega_0$  the angular oscillation frequency of the electron.

By referring the vectors  $\bar{p}_0$  and  $\bar{E}_0$  to a system of Cartesian axes *x*, *y*, *z*, and assuming that the induction vector  $\bar{B}$  has the same positive direction of the axis *z*, and indicating with  $\omega_L$  the Larmor frequency as follows :

$$\omega_L = \frac{eB}{2m} \quad A5$$

we obtain, from the substitution of the equation (4) into (3) the following three equations :

$$\begin{aligned} (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0x} + j2\omega\omega_L P_{0y} &= - \frac{e^2}{m} E_{0x} \\ -j2\omega\omega_L P_{0x} + (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0y} &= - \frac{e^2}{m} E_{0y} \\ (\omega^2 - \omega_0^2) P_{0z} &= - \frac{e^2}{m} E_{0z} \end{aligned} \quad A6$$

Les solutions de ce système peuvent être exprimées par les équations matricielles suivantes :

$$\begin{pmatrix} P_{0x} \\ P_{0y} \\ P_{0z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{0x} \\ E_{0y} \\ E_{0z} \end{pmatrix} \quad A7$$

dans lesquelles :

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = -(\omega^2 - \omega_0^2) \frac{e^2}{m} [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2] \\ a_{33} &= -\frac{e^2}{m} \omega_L \\ a_{12} &= -a_{21} = j2\omega\omega_L \frac{e^2}{m} [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2] \\ a_{13} &= a_{31} = a_{32} = a_{23} = 0 \end{aligned} \quad A8$$

Le vecteur déplacement  $\bar{D}_0$  est lié au champ électrique  $\bar{E}_0$  et au moment du dipole électrique  $P_0$  par la relation :

$$\bar{D}_0 = \epsilon_0 \bar{E}_0 + N \bar{p}_0 \quad A9$$

dans lequel N est le nombre d'atomes par unité de volume.

Cette relation (9) peut être remplacée par trois équations linéaires correspondant aux composants des vecteurs en respectant x, y, z qui peuvent être exprimés sous forme matricielle de la même façon que les équations (7).

Finalement nous avons :

$$|\bar{D}_0| = |\epsilon| |\bar{E}| \quad A10$$

dans lequel :

$$|\epsilon| = \epsilon_0 \begin{pmatrix} n_1^2 & -j\beta & 0 \\ 0 & n_1^2 & j\beta \\ 0 & 0 & n_2^2 \end{pmatrix} \quad A11$$

avec :

$$\begin{aligned} n_1^2 &= 1 + \frac{N}{\epsilon_0} a_{11} \\ n_2^2 &= 1 + \frac{N}{\epsilon_0} a_{33} \\ \beta &= -j \frac{N}{\epsilon_0} a_{12} \end{aligned} \quad A12$$

L'étude de la propagation dans la direction du champ magnétique d'une onde linéaire polarisée dans un plan conduit à une équation analogue à l'équation (1) ayant la forme suivante :

$$\theta = K_V BL \quad A13$$

dans laquelle  $K_V$  est la constante de Verdet, exprimée en  $\text{rad} \cdot \text{m}^{-1} \text{T}^{-1}$ , B est l'induction magnétique et L la longueur du cristal.

En prenant la pulsation  $\omega$  de la lumière monochromatique,  $\omega_L$  la pulsation de Larmor ( $\omega_L = eB/2m$ ),  $\omega_0$  la pulsation forcée d'un atome excité, et n l'indice de réfraction, nous pouvons, pour un système atomique de Lorentz de concentration N écrire :

$$\omega_s - n_d = \frac{2N(e^2/m)\omega\omega_L}{\epsilon_0 n [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2]} \cong 2 \frac{Ne^2\omega\omega_L}{\epsilon_0 n (\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad A14$$

En conséquence la constante de Verdet est égale à :

$$K_V = \frac{\pi}{\lambda B} (n_s - n_d) = \frac{\pi Ne^3}{\lambda : \epsilon_0 n m^2} \frac{\omega}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad A15$$

Cette constante varie avec la longueur d'onde  $\lambda$  de la radiation, par exemple, pour un « flint », si  $\lambda$  est égal à 5 900 Å, nous avons :

$$K_V = 9.3 \text{ rad} \cdot \text{m}^{-1} \text{T}^{-1} \quad A16$$

The solutions of this system may be expressed by the following matrix equation :

$$\begin{vmatrix} P_{0x} \\ P_{0y} \\ P_{0z} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} E_{0x} \\ E_{0y} \\ E_{0z} \end{vmatrix} \quad A7$$

in which :

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = -(\omega^2 - \omega_0^2) \frac{e^2}{m} [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2] \\ a_{33} &= -\frac{e^2}{m} \omega_L \\ a_{12} &= -a_{21} = j2\omega\omega_L \frac{e^2}{m} [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2] \\ a_{13} &= a_{23} = a_{31} = a_{32} = 0 \end{aligned} \quad A8$$

The vector displacement  $\bar{D}_0$  is linked with the electric field  $\bar{E}_0$  and with the electric dipole momentum  $p_0$  by the relationship :

$$\bar{D}_0 = \epsilon_0 \bar{E}_0 + N \bar{p}_0 \quad A9$$

in which  $N$  is the number of atoms per unit of volume.

This relationship (equation (9)) may be replaced by three linear equations corresponding to the components of the vectors in respect of  $x, y, z$  which, in turn, may be expressed in matrix form in the same as the equation (7).

Finally we have :

$$|\bar{D}_0| = |\epsilon| |\bar{E}| \quad A10$$

in which :

$$|\epsilon| = \epsilon_0 \begin{vmatrix} n_1^2 & -j\beta & 0 \\ 0 & n_1^2 & j\beta \\ 0 & 0 & n_2^2 \end{vmatrix} \quad A2$$

with :

$$\begin{aligned} n_1^2 &= 1 + \frac{N}{\epsilon_0} a_{11} \\ n_2^2 &= 1 + \frac{N}{\epsilon_0} a_{33} \\ \beta &= -j \frac{N}{\epsilon_0} a_{12} \end{aligned} \quad A12$$

Study of the propagation in the direction of the magnetic field of a linearly polarized plane wave leads, as has already been said, to an equation analogous to the equation (1) having the following form :

$$\theta = K_V BL \quad A13$$

in which  $K_V$  is the Verdet constant, expressed in  $\text{rad} \cdot \text{m}^{-1} \text{T}^{-1}$ ,  $B$  is the magnetic induction intensity, and  $L$  is the length of the crystal.

By indicating with  $\omega$  the angular frequency of the monochromatic radiation, with  $\omega_L$  the Larmor angular frequency ( $\omega_L = eB/2m$ ), with  $\omega_0$  the angular frequency corresponding to an excited atom, and with  $n$  the refraction index, we can express, for a Lorentz atomic system<sup>2</sup> of concentration  $N$ , the following :

$$\omega_s - n_d = \frac{2N(e^2/m)\omega\omega_L}{\epsilon_0 n (\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (2\omega\omega_L)^2} \cong 2 \frac{Ne^2 \omega\omega_L}{\epsilon_0 n (\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad A14$$

Consequently the Verdet constant is equal to :

$$K_V = \frac{\pi}{\lambda B} (n_s - n_d) = \frac{\pi Ne^3}{\lambda : \epsilon_0 n m^2} \frac{\omega}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2} \quad A15$$

This constant varies with the wavelength  $\lambda$  of the radiation, for example, for a flint-glass, if  $\lambda$  is equal to 5900 Å, we have :

$$K_V = 9.3 \text{ rad} \cdot \text{m}^{-1} \text{T}^{-1} \quad A16$$

Si l'induction magnétique  $B$  n'est pas constante le long de la longueur  $L$  du cristal, il est possible d'exprimer la rotation  $\theta$  par effet Faraday sous la forme suivante :

$$\theta K_V \int_A^B \vec{H} \times \vec{dl} = K_V U_{BA} \quad A17$$

dans laquelle  $U_{BA}$  est le potentiel magnétique aux extrémités  $A$  et  $B$  et  $K_V$  est exprimé en rad/At.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jenkins F.A., White H.E., Fundamentals of Optics, McGraw-Hill, N.Y. 1957.
- [2] Stone J.M., Radiation and Optics, McGraw-Hill, N.Y. 1963.

If the magnetic induction field  $B$  is not constant throughout the length  $L$  of the crystal, it is advisable to express the rotation  $\theta$  for Faraday effect in the following manner :

$$\theta K_V \int_A^B \vec{H} \times \vec{dl} = K_V U_{BA} \quad A17$$

in which  $U_{BA}$  is the magnetic potential at ends  $A$  and  $B$ , and  $K_V$  is expressed in rad/At.

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Jenkins F.A., White H.E., *Fundamentals of Optics*, McGraw-Hill, N.Y. 1957.
- [2] Stone J.M., *Radiation and Optics*, McGraw-Hill, N.Y. 1963.

ANNEXE B

MATÉRIAUX DANS LESQUELS L'EFFET FARADAY  
EST PARTICULIÈREMENT ÉLEVÉ

Les matériaux optiques disponibles procurant un effet Faraday suffisamment important, utilisables pour des mesures sensibles de champs magnétiques faibles, peuvent être classés en deux groupes. Un groupe concerne les verres dopés, diamagnétique ou paramagnétique [1] [2] qui ont des rotations spécifiques (constantes de Verdet) dans la bande  $10^{-5}$  à  $10^{-4}$  rad G<sup>-1</sup> cm<sup>-1</sup>, des pertes inférieures à quelques pourcents par cm et des perméabilités relatives proches de l'unité. Le deuxième groupe est constitué par les grenats, fer et terres rares [3] dans lesquels le Y.I.G. (Yttrium-Iron-Grenats Y<sub>3</sub>Fe<sub>5</sub>O<sub>12</sub>) est le seul cristal commercialisé, généralement indiquant des pertes de l'ordre de 1 par cm, mais avec des rotations environ 100 fois plus élevés que les verres dopés et une perméabilité relative de l'ordre de 1 000. Un troisième type de matériau peut être classé avec les verres dopés, le cristal grenat terbium gallium (T.G.G.). Ce matériau a une rotation d'environ le double de celle du meilleur verre dopé, il est transparent à la lumière visible et a de faibles pertes et une perméabilité voisine de celle des verres dopés.

TABLEAU 1  
MATÉRIAUX FARADAY À 633 nm

Matériau	Rotation spécifique V (rad. G <sup>-1</sup> cm <sup>-1</sup> )	Perte α (cm <sup>-1</sup> )	M' =  μ/α  (rad. G <sup>-1</sup> ) (valeur de mérite)
Schott SFS-6 verre dopé	+ 2,6 × 10 <sup>-5</sup>	9 × 10 <sup>-3</sup>	2,8 × 10 <sup>-3</sup>
Corning 8363 verre dopé	+ 2,6 × 10 <sup>-5</sup>	3 × 10 <sup>-2</sup>	0,87 × 10 <sup>-3</sup>
Silicate double alumine dysprosium	- 6,4 × 10 <sup>-5</sup>	~ 10 <sup>-2</sup>	6,4 × 10 <sup>-3</sup>
silicate alumine praseodymium	- 6,1 × 10 <sup>-5</sup>	~ 10 <sup>-2</sup>	6,1 × 10 <sup>-3</sup>
silicate alumine terbium	- 7,3 × 10 <sup>-5</sup>	~ 5 × 10 <sup>-3</sup>	14,6 × 10 <sup>-3</sup>
Hoya FR-5 verre dopé	- 7,3 × 10 <sup>-5</sup>	3 × 10 <sup>-2</sup>	2,4 × 10 <sup>-3</sup>
TGG	- 13 × 10 <sup>-5</sup>	7 × 10 <sup>-2</sup>	1,86 × 10 <sup>-3</sup>

Note : le nom verre dopé a été employé à la place de « cristal » pour éviter la confusion avec les cristaux de sel métallique.

APPENDIX B

MATERIALS IN WHICH THE FARADAY EFFECT IS PARTICULARLY HIGH

Available optical materials providing a Faraday effect large enough to be seriously considered for sensitive measurements of small magnetic fields can be classified in three groups. In one group are the paramagnetic and diamagnetic doped glasses (1,2) which have specific rotations (Verdet constants) in the  $10^{-5}$  to  $10^{-4}$  rad  $G^{-1}$   $cm^{-1}$  range, losses less than a few percent per cm, and relative permeabilities near unity. In the other class are the rare earth iron garnets (3) of which Y.I.G. ( $Y_3Fe_5O_{12}$ ) is the only commercially available crystal, generally showing losses of the order of  $1$   $cm^{-1}$ , but with rotations about 100 times greater than the glasses and relative permeabilities of a few thousand. A third type of material, which can be grouped with the glasses here, is the crystal terbium gallium garnet (TGG); this material has about twice the rotation of the best glasses, is transparent in the visible, and has low loss and permeability similar to the glasses.

TABLE I  
FARADAY MATERIALS AT 633 nm

Material	Specific Rotation $V$ (rad. $G^{-1}$ $cm^{-1}$ )	Loss $\alpha$ ( $cm^{-1}$ )	$M' =  V/\alpha $ (rad. $G^{-1}$ ) (figure of merit)
Schott SFS-6 glass	$+2.6 \times 10^{-5}$	$9 \times 10^{-3}$	$2.8 \times 10^{-3}$
Corning 8363 glass	$+2.6 \times 10^{-5}$	$3 \times 10^{-2}$	$0.87 \times 10^{-3}$
Dysprosium alumina silicate glass	$-6.4 \times 10^{-5}$	$\sim 10^{-2}$	$6.4 \times 10^{-3}$
Praseodymium alumina silicate glass	$-6.1 \times 10^{-5}$	$\sim 10^{-2}$	$6.1 \times 10^{-3}$
Terbium alumina silicate glass	$-7.3 \times 10^{-5}$	$\sim 5 \times 10^{-3}$	$14.6 \times 10^{-3}$
Hoya FR-5 glass	$-7.3 \times 10^{-5}$	$3 \times 10^{-2}$	$2.4 \times 10^{-3}$
TGG	$-13 \times 10^{-5}$	$7 \times 10^{-2}$	$1.86 \times 10^{-3}$

Une complication apparaît avec le YIG : elle est due à la présence de parties magnétiques qui doivent être alignées pour obtenir une uniformité optique dans le YIG, un champ de polarisation orthogonal à la voie optique peut être utilisé. Puisque la susceptibilité magnétique du matériau est élevé en dessous de la saturation, la forme peut être prise en compte par l'introduction de facteur de dépolarisation (démagnétisation) appropriée.

Le tableau 1 résume les paramètres des verres dopés paramagnétiques et diamagnétiques et TGG [4]. Ces matériaux peuvent être employés à 633 nm. Parmi les verres, le silicate double d'alumine et de terbium est nettement supérieur et parmi les compositions commerciales, le Schott SFS-6 a la meilleure valeur de mérite (inférieure de 7 pour-cent à celle du YIG). Des cristaux YIG de plus de 1 cm de longueur sont disponibles, et aucune géométrie à passage multiple n'est nécessaire pour réaliser la performance supérieure des YIG à 1 152 nm. Il est intéressant de noter que si d'autres grenats étaient disponibles, tel que  $GdPr_2Ga_{0,5}Fe_{4,5}O_{12}$ , des valeurs de mérite 5 à 10 fois celles du YIG seraient possibles. Actuellement, il apparaît que le YIG est le meilleur matériau disponible sur la base de la sensibilité.

Les coefficients de température sur la rotation de quelques grenats (terres rares et fer) ont été mesurés par Crossley (5). Dans YIG, la rotation a un coefficient de température voisin de zéro pour  $-40^\circ C$  et avoisine 0,1 pour cent/ $^\circ C$  à  $+60^\circ$ . Un capteur ayant une précision de  $\pm 5$  pour-cent pourrait fonctionner de  $+40^\circ$  à  $-40^\circ$  de température ambiante sans nécessiter de compensation.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Robinson C.C. and Graf R.E., *Appl. Opt.*, 3, 1190 (1964).
- [2] Robinson C.C., *Appl. Opt.*, 3, 1163 (1964).
- [3] Wemple S.H., Dillon J.F. et al., *Appl. Phys., Litt.*, 22, 331 (1973).
- [4] Dentz D.J. et al., Terbiun Gallium Garnet for Faraday Effect Devices, *19th Annual Conference on Magnetism and Magnetic Material* (Boston 1973).
- [5] Crossley W.A. et al., *Phys. Review*, 181, 896 (1969).

For YIG a complication arises : because of the presence of magnetic domains that must be aligned to obtain optical uniformity in YIG, a biasing field at right angles to the optical path must be employed. Since the magnetic susceptibility of the material is high below saturation, the shape must be accounted for by introducing appropriate depolarization (demagnetization) factors.

Table I summarized data on the paramagnetic and diamagnetic glasses and TGG<sup>4</sup> to compare with the above values. These materials can be used at 633 nm. Among the glasses the terbium alumina silicate composition is clearly superior, and among the commercial compositions Schott SFS-6 has the highest figure of merit, less than 7 percent of that for YIG. Since YIG crystals over a cm in length are available, no multipass geometry is necessary to realise the superior performance of YIG at 1,152 nm. It is worth noting that if other iron garnet compounds, such as GdPr<sub>2</sub>Ga<sub>0.5</sub>Fe<sub>4.5</sub>O<sub>12</sub>, were commercially available, figures of merit 5-10 times those of YIG might be expected. At present, it appears that YIG is the best material available, however, on the basis of sensitivity.

The temperature coefficients of some rare earth iron garnet rotations have been measured by Crossley et al. (5). In YIG the rotation has a near zero temperature coefficient at - 40 °C, decreasing to roughly - 0,1 percent/°C at + 60°C. Thus a sensor with ± 5 percent accuracy could operate within + 40°C of room temperature with no thermal compensation at all.

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Robinson C.C. and Graf R.E., Appl. Opt., 3, 1190 (1964).
- [2] Robinson C.C., Appl. Opt., 3, 1163 (1964).
- [3] Wemple S.H., Dillon J.F. et al., Appl. Phys., Litt., 22, 331 (1973).
- [4] Dentz D.J. et al., Terbium Gallium Garnet for Faraday Effect Devices, 19th Annual Conference on Magnetism and Magnetic Material (Boston 1973).
- [5] Crossley W.A. et al., Phys. Review, 181, 896 (1969).

ANNEXE C

SYSTÈMES DE DETECTION POUR CAPTEURS DE MESURE DE COURANT AU TYPE PASSIF

1. GÉNÉRALITÉS

Afin de détecter l'angle  $\theta$  de la formule (1) de l'annexe A la faveur va à l'utilisation des propriétés optiques des cristaux traversés par une lumière polarisée.

Dans la figure 1 deux « nicols » (polariseur et analyseur) sont alignés suivant leur axe optique, mais avec leur plan actif décalé de  $45^\circ$  l'un par rapport à l'autre. Le système consiste en une source S de lumière mono-chromatique convenablement concentrée par un système optique O, un polarisateur PN, un cristal « flint » F (avec une constante de Verdet élevée), placés dans un enroulement pour produire l'effet Faraday, un analyseur dont le plan est à un angle de  $45^\circ$  de celui du polariseur, et une cellule photoélectrique C qui donne un courant fonction (pratiquement linéaire) de l'intensité lumineuse qu'elle reçoit.

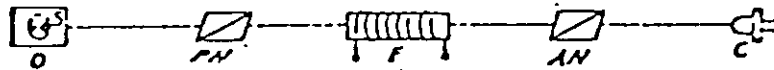


FIG. 1 - Schéma de principe d'un ampèremètre à effet Faraday

Si nous appelons  $J_s$  l'intensité lumineuse du rayon issue de S et en négligeant toutes les causes d'absorption, l'intensité du rayon polarisé de sortie de PN sera  $J_s/2$ . En l'absence de champ magnétique en F,\* l'intensité du rayon émergent de AN, selon la loi de Malus sera :

$$J = \frac{1}{2} J_s \cos^2 \frac{\pi}{4} = J_s/4$$

Si, d'autre part, l'enroulement F est alimenté de façon à obtenir une rotation du plan de polarisation, l'application de la loi de Malus donne :

$$J = \frac{1}{2} J_s \cos^2 \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) = \frac{1}{4} J_s (1 - \sin 2\theta) \quad (C 1)$$

où  $\theta$  est la rotation du plan de polarisation.

L'intensité lumineuse pénétrant dans la cellule peut à la sortie croître ou décroître suivant le signe de  $\theta$ . De plus, si nous examinons la tendance de la fonction J nous notons que pour  $\theta=0$  il y a un point d'inflexion autour duquel il y a pratiquement une certaine linéarité en fonction de la valeur de  $\theta$  à l'intérieur d'un domaine de plus ou moins  $10$  à  $15^\circ$  (fig. 2).

(\*) Le même procédé peut être suivi en partant de l'induction  $\vec{B}$  d'un champ magnétique au lieu de H; évidemment, rien ne change dans le développement ci-dessus pour les matériaux optiques dotés d'une perméabilité magnétique constante.

APPENDIX C

DETECTION SYSTEMS  
FOR PASSIVE CURRENT-MEASURING SENSORS

1. GENERAL

In order to detect the angle  $\theta$  of formula (1) in Appendix A, advantage is taken of the optical properties of crystals with regard to polarized light. In Figure "nicols" polarizer and analyzer) are aligned in accordance with their optical axis but with their active planes rotated at an  $45^\circ$  to each other. The system consists of a source  $S$  of monochromatic light suitably focused by an optical system  $O$ , one polarizer nicol  $PN$ , on glass flint prism  $F$  (with a high Verdet constant) on which a winding is provided to give the Faraday effect, one analyzer nicol  $AN$ , having an active plane rotated at an angle of  $45^\circ$  to that of the nicol  $PN$ , and a photocell  $C$ , which gives a current as a function (virtually linear) of the light intensity impinging on it.



FIG. 1 - Basic Layout of Faraday Effect Amperemeter.

If we call  $J_s$  the light intensity of the beam emanating from  $S$  and ignore all the causes of absorption, the intensity of the polarised beam at the output of  $PN$  will be  $J_s/2$ . In the absence of the magnetic field in  $F$ ,\* the intensity of the beam emerging from  $AN$ , in accordance with the law of Malus, Will be :

$$J = \frac{1}{2} J_s \cos^2 \frac{\pi}{4} = J_s/4$$

If, on the other hand, the winding of  $F$  is excited in such a way as to obtain a rotation of the polarization plane, application of the law of Malus produces the following expression :

$$J = \frac{1}{2} J_s \cos^2 \left( \frac{\pi}{4} + \theta \right) = \frac{1}{4} J_s (1 - \sin 2 \theta) \tag{C 1}$$

were  $\theta$  is the rotation of the polarized plane.

The light intensity impinging the cell may therefore increase or diminish, depending on the sign of angle  $\theta$ . Moreover, if we examine the trend of the function  $J$ , we note that for  $\theta=0$  there is a flex point, around wich there is virtual linearity for the value of  $\theta$  within the range of  $\pm 10$  à  $15^\circ$  (Fig. 2).

(\*) The same process can be followed starting from the magnetic induction  $\vec{B}$  instead of  $H$ ; obviously, nothing changes in the above developments for the optical materials having constant magnetic permeability.

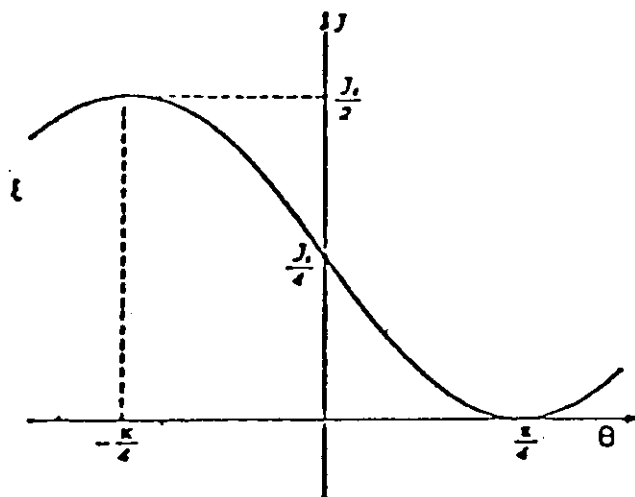


FIG. 2. - Intensité lumineuse d'un analyseur «nicol» en fonction de l'angle de rotation du plan de polarisation.

Si  $\theta$  est modulé par un signal sinusoïdal (le courant d'alimentation de l'enroulement F) l'intensité de sortie  $J$  est modulée suivant une loi qui n'est pas entièrement sinusoïdale; certainement, comme il ressort immédiatement de l'examen de la fonction  $J$  à la sortie de AN, si  $\theta_{\max}$  reste suffisamment petit pour que la linéarité soit respectée, une composante continue  $J/4$  se superpose à la composante sinusoïdale.

De plus, le dispositif est auto-limitateur, en ce sens que, quelle que soit l'amplitude du signal d'entrée, l'intensité lumineuse de sortie est toujours comprise entre les valeurs 0 et  $J/2$ . Cette propriété n'est pas imputable à un phénomène physique de saturation, elle est simplement due à la périodicité de la fonction « sinus ». La raison physique en est qu'avec une croissance infinie du champ magnétique, la rotation  $\theta$  induite cause des réapparitions périodiques du même angle du plan de polarisation à l'entrée de l'analyseur.

Lorsque la longueur d'onde  $\lambda$  de la lumière utilisée varie, la valeur de  $J$  est inversement proportionnelle à cette longueur d'onde. Ceci est dû à la variation de la constante de Verdet qui est une fonction inverse de la longueur d'onde.

En pratique, pour construire un capteur de mesure de courant, on peut choisir entre deux principales solutions avec deux voies identiques. Pour supprimer les effets de variations communes d'intensité, avant l'analyseur, les deux courants de sortie doivent être soustraits. Si on utilise deux détecteurs séparés, les analyseurs sont calés perpendiculairement l'un de l'autre.

Dans la suite de cette annexe trois systèmes sont décrits, le choix entre eux dépendra de l'importance des effets des champs parasites ou des vibrations qui sont cause de variations dans l'intensité des rayons lumineux.

## 2. CAPTEUR DE MESURE DE COURANT À EFFET FARADAY ASTATIQUE

La figure 3 représente une version astatique d'un capteur de mesure de courant à effet Faraday dans lequel deux systèmes de faisceaux lumineux agissent en mode parallèle. Chaque faisceau de rayon lumineux fait un trajet aller-retour entre un bloc émetteur récepteur d'une part, situé au potentiel de la terre, et l'élément détecteur à la partie supérieure au potentiel de la ligne qui inclut un réflecteur M d'autre part.

Les flints primaire  $F_p$  et secondaire  $F_s$  sont chacun traversés deux fois par le rayon lumineux, ce qui double leur efficacité.

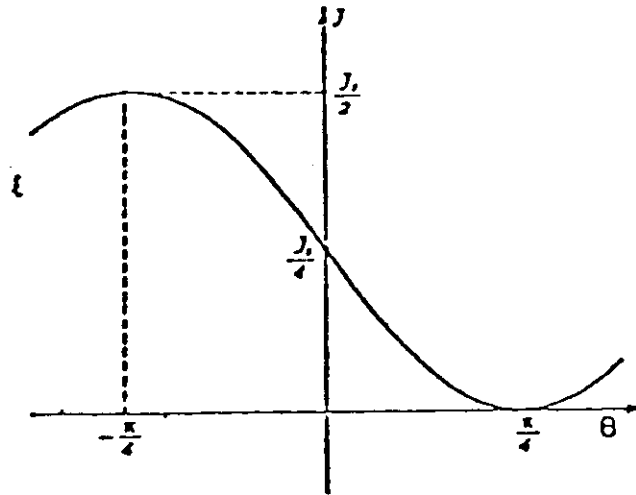


FIG. 2. - Light intensity of the analyzer "nicol", as a function of the rotation angle of the polarization plane.

If  $\theta$  is modulated in accordance with a sinusoidal signal (the excitation current of the winding of F), the output intensity  $J$  is modulated in accordance with a trend that is no longer alternative; indeed, as appears from an immediate examination of the function  $J$ , there is an output intensity from AN of constant value  $J/4$ , superimposed (if  $\theta_{max}$  is sufficiently small for the linearity still to be considered verified) on a sinusoidal trend of equal frequency.

Moreover, the device is self-limiting, in the sense that, whatever the amplitude of the signal at the input, the light intensity at the output is always between the values 0 and  $J_0/2$ . This self-limiting property involves no physical saturation phenomenon (as in the case of many self-limiting devices), being simply due to the periodicity of the "sine" function. The physical reason for this behaviour is that with the indefinite increase in the magnetic field the rotation  $\theta$  induced causes periodic resumption of the same angle of polarization plane as at the input of the analyzer nicol.

As the wavelength  $\lambda$  of the light used varies, the value of  $J$  will be inversely proportional to the wavelength. This is due to the fact that the latter depends on the Verdet constant which has a proportionality law inverse to the wavelength.

In practice, to build a current measuring sensor, one must choose between two main different solutions, with two identical paths. In order to reject the effects of common intensity variations before the analyzer the two output intensities must be subtracted. Then two separate detectors are required, with the analyzers set at right angles to each other.

In the following part of this Appendix three systems are described, the choice between them will depend upon the extent to which vibrational or stray field effect cause variations in the intensity of the light beams.

## 2. ASTATIC PARALLEL MODE FARADAY EFFECT MEASURING SENSOR

Figure 3 represents a version of an astatic Faraday effect current measuring sensor in which two light path systems act in a parallel mode. Each path of the light beam makes a return trip between the emitter-receiver block situated at the ground potential, and the upper part, at line potential, which includes a reflector M.

The primary flints  $F_p$  and the secondary flints  $F_s$  are each crossed twice by the light beam, which doubles their effectiveness.

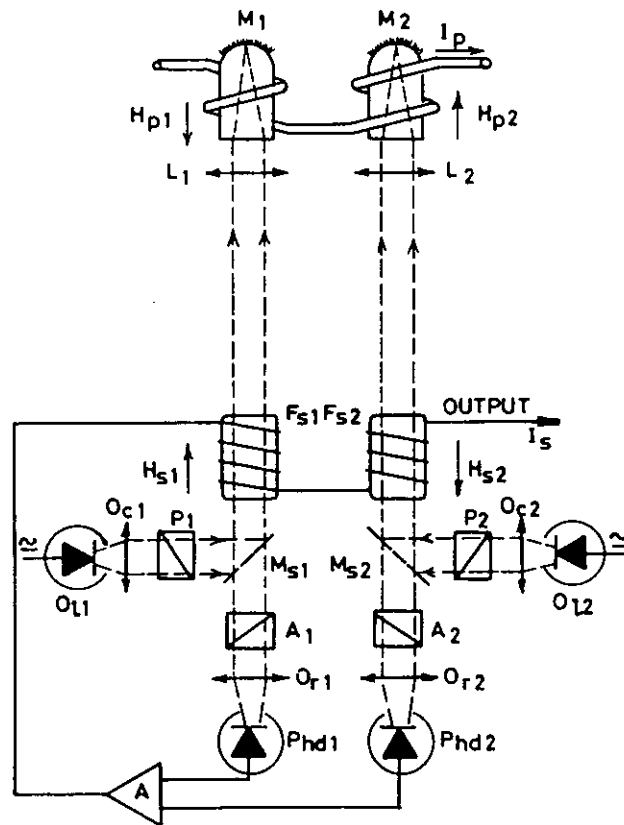


FIG. 3 - Schéma de principe d'un capteur de courant astatique à effet Faraday mode parallèle.

Les faisceaux de retour sont divisés par un miroir semi-transparent  $M_s$  (le flux incident est transmis pour 0,5 et réfléchi pour 0,5).

Le rayon de lumière polarisé est produit par la source  $D_e$  (diodé photoémettrice), la lentille de transmission  $O_e$  et le polariseur  $P$ .

Le détecteur optoélectronique de rotation constitué par l'analyseur à  $45^\circ$ ,  $A$ , la lentille de réception  $O_r$  et la photodiode  $Phd$ .

Le courant de sortie  $I_s$  de l'amplificateur à haut-gain est proportionnel à la différence entre les courants des photo-diodes.

Si  $I_p$  est nul, les courants des photo-diodes sont ajustés pour être égaux et s'annulent mutuellement dans l'amplificateur différentiel.

Un champ perturbateur, supposé uniforme, engendre des rotations égales et de même sens, provoquant des variations de même signe dans les courants de photo-diodes qui s'annulent mutuellement dans l'amplificateur.

D'autre part, le courant  $I_p$  crée des champs  $H_{p1}$  et  $H_{p2}$  qui produisent des rotations de sens opposés, donc des variations de signe opposées dans des courants des photo-diodes. Ces derniers s'ajoutent à l'intérieur de l'amplificateur et donnent le courant  $I_s$ .

Si le gain de l'amplificateur est suffisamment élevé, le courant  $I_s$  crée deux champs  $H_{s1}$  et  $H_{s2}$  qui annulent la rotation due à  $I_p$ . Le rapport  $I_s/I_p$  ne dépend que de la stabilité des dimensions géométriques et des coefficients de Verdet. Dans des conditions normales d'environnement et pour le matériau utilisé, le coefficient est pratiquement indépendant de la température, et du champ magnétique. Néanmoins, les variations dans la birefringence des flints ou des éléments du système optique sont encore des causes de distorsion et de dérive.

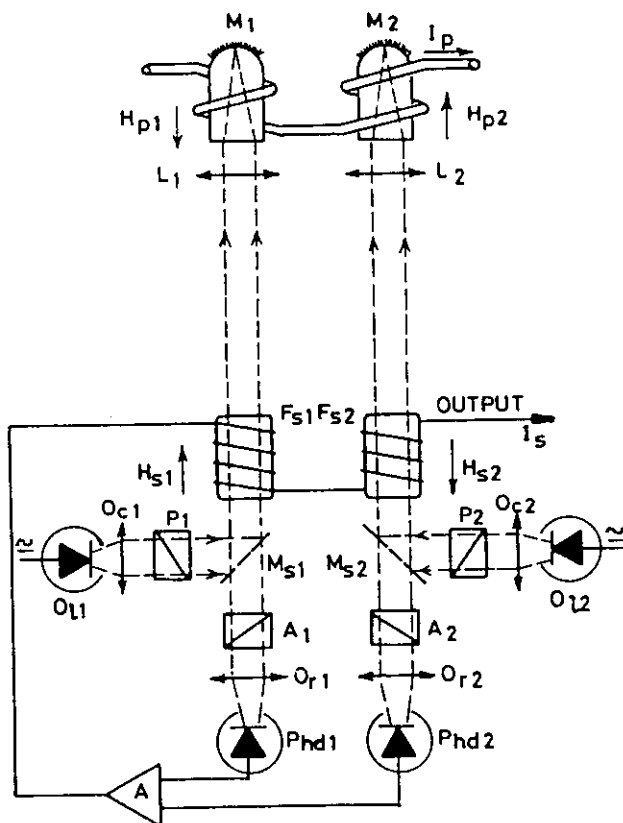


FIG. 3 - Basic Layout of the Astatic Parallel Mode Measuring Sensor

The return beams are separated by a semi-transparent mirror  $M_s$  (0.5 transmitted, and 0.5 reflected by the incident flux).

The polarized light beam is produced by the source  $D_e$  (light emitting diode), the transmitting lens  $O_e$  and the polarizer  $P$ .

The opto-electronic rotation detector is formed by the analyzer at  $45^\circ$ ,  $A$ , the receiving lens  $O_r$  and the photo-diode  $Phd$ .

The output from the high-gain amplifier  $A$  is the current  $I_s$ , which is proportional to the difference between the photo-electric currents.

For a zero current  $I_p$ , the photo-electric currents are adjusted so as to be equal, and therefore cancel each other out in the differential amplifier.

A stray field, assumed to be uniform, creates rotations that are equal and run in the same direction, whence the variations of the same sign of the photo-electric currents that cancel each other out in the amplifier.

On the other hand, the current  $I_p$  creates fields  $H_{p1}$  and  $H_{p2}$ , which produces rotations in the opposite direction, whence the variations of the opposite sign of the photo-electric currents. The latter add up inside the amplifier and create a current  $I_s$ .

If the gain of the amplifier is sufficiently high, the current  $I_s$  creates fields  $H_{s1}$  and  $H_{s2}$  that virtually cancel out the rotation due to  $I_p$ . The ratio  $I_s/I_p$  then no longer depends on anything but the stability of the geometrical dimensions and the Verdet coefficients. Under normal ambient conditions, and for the material used, this coefficient is practically independent of the temperature, the time, and the magnetic field. Nevertheless, the variations in the birefringence of the flints or the elements of the optical system are still causes of distortion and drift.

Dans cet appareil, les courants  $I_p$  et  $I_s$  jouent le rôle du courant primaire et secondaire d'un transformateur, avec la différence, cependant, que les pertes dans le circuit secondaire sont fournies par un amplificateur électronique de puissance.

### 3. CAPTEUR DE MESURE DE COURANT À EFFET FARADAY ASTATIQUE EN MODE SÉRIE

Cette méthode de mesure de courant est représentée en figure 4 dans laquelle les deux faisceaux lumineux fonctionnent suivant un mode « série ». Le rayon lumineux est réfléchi deux fois au potentiel HT et la rotation du plan de polarisation due au courant dans le conducteur primaire est double. Il en résulte, en dépit de l'inversion d'un trajet par rapport à l'autre des champs magnétiques créés par les courants  $I_p$  et  $I_s$ , que les rotations produites pour les deux voies sont cumulatives alors que les rotations produites par les champs parasites s'annulent.

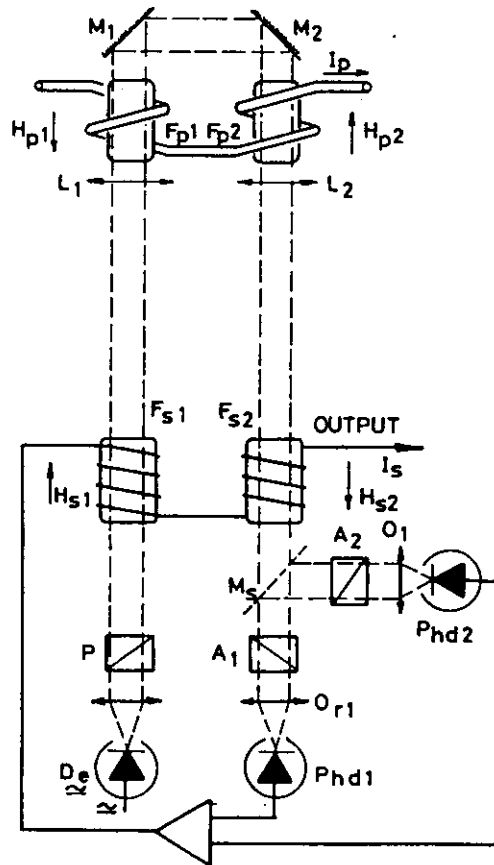


FIG. 4 - Schéma de principe du capteur de mesure astatique du mode série

En fait il y a un seul faisceau, une source simple  $D_e$  et un polariseur  $P_2$ . Sur le chemin de retour, un miroir  $M_s$  semi-transparent divise le faisceau en deux.

Les analyseurs  $A_1$  et  $A_2$  sont calés à  $+45^\circ$  et  $-45^\circ$  du plan origine de polarisation, si bien qu'une rotation prend la forme d'une variation de signe opposé à celle du courant des photo-diodes. Le fonctionnement est alors le même que dans le cas précédent.

In this device, the currents  $I_p$  and  $I_s$  play the same part as the primary and secondary currents in a transformer - with the difference, however, that the power loss in the secondary circuit is supplied by a power electronic amplifier.

### 3. ASTATIC SERIES MODE FARADAY EFFECT MEASURING SENSOR

This method of current measurement is shown in Figure 4, in which the two light beams are in a series mode of operation. The light beam is reflected twice at the high-voltage potential and the rotation of the polarization plane due to the current in the primary conductor is also double. The result is that, in spite of the inversion by one path over the other of the magnetic fields created by the currents  $I_p$  and  $I_s$ , the rotations produced by the two paths are cumulative, while the rotations produced by the stray fields cancel each other out.

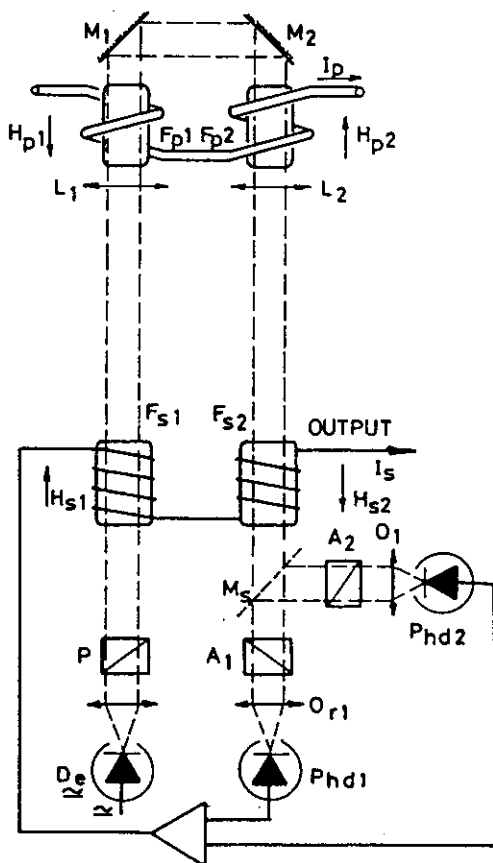


FIG. 4. - Basic Layout of the Astatic Series Mode Measuring Sensor

Thus there is only one beam, a single source  $D_e$ , and a single polarizer  $P$ . On its return, this beam is split in two by a semi-transparent mirror  $M_s$ .

The analyzers  $A_1$  and  $A_2$  are fixed at  $+45^\circ$  and  $-45^\circ$  of the central polarization plane, so that a rotation takes the form of a variation of sign opposite to that of the photodiode currents. Operation is then the same as in the previous case.

#### 4. DISPOSITIONS PARTICULIÈRES POUR LES SYSTÈMES OPTIQUES ASTATIQUES

Les miroirs sont orientés en fonction du polariseur de telle manière que le plan origine de polarisation soit perpendiculaire à leurs plans.

De plus, aux endroits où les miroirs coupent les rayons lumineux la rotation du plan de polarisation est nulle ou faible. Dans ces conditions la dépolarisation due au miroir réduit sensiblement le gain de la boucle de réaction.

Dans le cas donné par la figure 4, la réduction du gain est plus forte. Il est possible de compenser cela à l'aide d'une lampe biréfringente.

Le réflecteur supérieur reçoit le rayon sous une incidence normale sans introduire aucune dépolarisation.

Les groupes  $L_1M_1$  et  $L_2M_2$  dans la figure 3 sont des réflecteurs reflex qui renvoient un rayon lumineux dans la direction d'où il vient et quelle que puisse être l'orientation du système réflecteur.

Ces dispositions font que la position de l'image de la source sur la surface sensible de la photo-diode est plus ou moins indépendante, dans certaines limites de l'orientation du système optique supérieur.

Cette précaution est rendue indispensable par la longueur de trajet optique ( $2 \times 5$  m) qui rend variable le lien mécanique entre les parties inférieure et supérieure.

Les chocs et les vibrations donnent naissance à des glissements entre ces groupes, cela prend la forme de variations dans les courants des photo-diodes soit à cause de la modification de la transparence du système optique par la déformation, soit par des variations dues à des réflexions superflues, soit parce que le rayon, en se déplaçant le long de la surface de la photo-diode, rencontre des surfaces de sensibilité différente.

Si on réalise que la modulation relative du courant de la photo-diode due au courant nominal est comprise entre 5 et 10 pour-cent, une fluctuation parasite du courant de la photo-diode de l'ordre de  $10^{-4}$  de la valeur nominale rend le système imprécis aux bas niveaux de courant. Ces chiffres montrent combien il est difficile de réaliser des capteurs insensibles aux chocs et vibrations.

L'effet reflex du système optique supérieur, en stabilisant le trajet des rayons, améliore considérablement l'insensibilité aux chocs et vibrations. Ceci doit néanmoins être complété par un traitement de surface anti-réfléchissant des lentilles et des flints pour éliminer la fluctuation dans la lumière réfléchi. Il est beaucoup plus difficile de donner les mêmes caractéristiques anti-vibratoires à l'appareil de la figure 4 et plus particulièrement parce que ce dernier est plus sensible aux vibrations rotatives du système optique.

#### 5. SYSTÈME DIFFÉRENTIEL

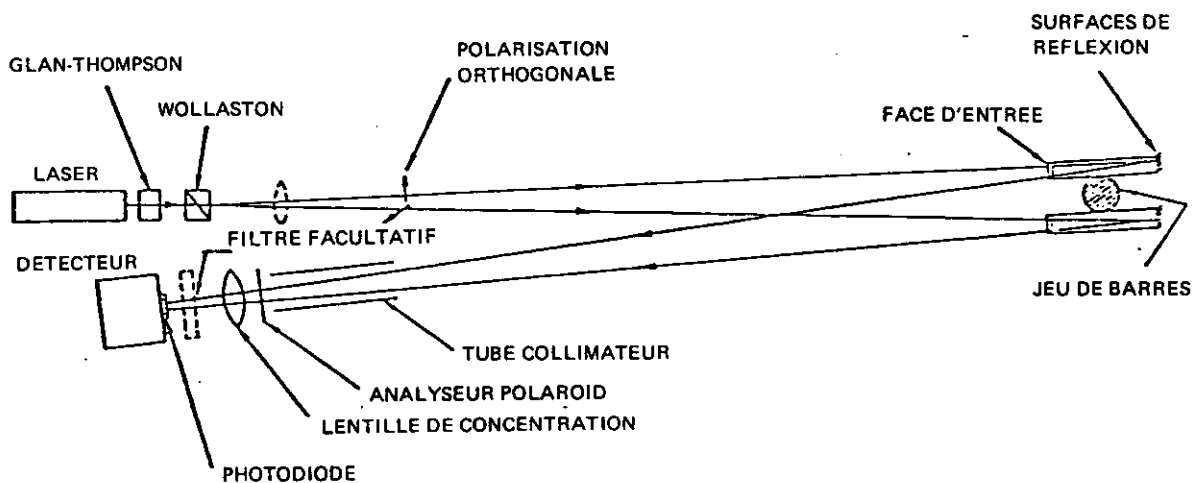


FIG. 5 - Diagramme du système différentiel

#### 4. PARTICULAR ARRANGEMENTS FOR THE ASTATIC OPTICAL SYSTEMS

The mirrors are orientated, in relation to the polarizer, in such a way that the central polarization plane is perpendicular to their planes.

Moreover, in those places where the mirrors cut the beam, the rotation of the polarization plane is nil or weak. Under these conditions, the depolarization due to the mirror merely has the effect of slightly reducing the gain of the feed-back loop.

In the case given in Figure 4 this reduction in gain is greater. It is possible to compensate for it with the help of a birefracting blade.

The upper reflector receives the beam at a normal incidence without introducing any depolarization.

The groups  $L_1M_1$  and  $L_2M_2$  in Figure 3 are reflex reflectors that send back a light beam in the direction in which it came, whatever its orientation in relation to the reflex reflector.

This arrangement makes the position of the image of the source on the sensitive surface of the photo-diode more or less independent, within certain limits, of the orientation of the upper optical system.

This precaution is made indispensable by the length of the optical path ( $2 \times 5$  m), which renders a flexible mechanical link between the lower and upper optical groups.

Shocks and vibrations give rise to shifting among these groups, which takes the form of variations in the photo-electric currents, either because the transparency of the optical system is modified by the deformation, or because of variations in the spurious reflections or because the beam, in shifting over the surface of the photo-diode, encounters their areas of variable sensitivity.

Since it is realized that the relative modulation of the photo-electric current, caused by the rated current, is between 5 percent and 10 percent, a spurious fluctuation of the photo-electric current in the order of  $10^{-4}$  of the rated current makes the system inaccurate at low current levels. This figure shows how difficult it is to make the sensor insensitive to shocks and vibrations.

The reflex effect of the upper optical system, in stabilizing the trajectory of the beam, considerably improves insensitivity to shocks and vibrations. This must nevertheless be completed by an anti-reflecting surface treatment of the lenses and of the flints, to eliminate fluctuation in the reflected light.

It is much more difficult to give the same anti-vibratory characteristics to the device in Figure 4 - all the more so because the latter is more sensitive to torsional vibration of the optic group.

#### 5. DIFFERENTIAL SYSTEM

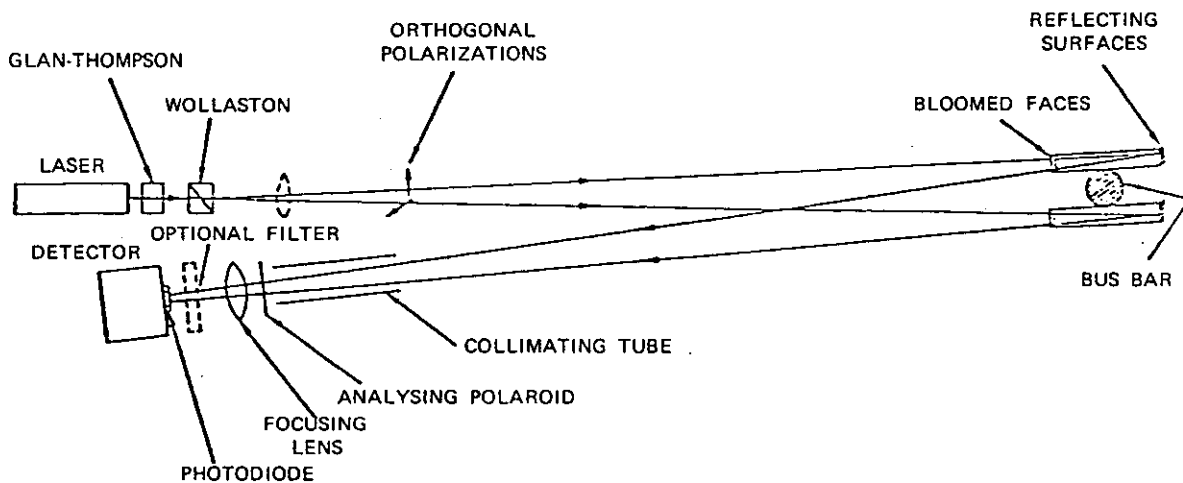


FIG. 5. - Diagram of Differential System

Un diagramme du simple détecteur différentiel est reproduit en figure 5. Le générateur laser  $H_e - N_e$  émet une lumière rouge à  $0,6328 \mu\text{m}$  par définition linéairement polarisée à mieux que 99,9 pour-cent. Le rayon lumineux passe à travers un prisme de Glan-Thompson et ensuite un prisme de Wollaston. Ce dernier produit deux rayons séparés issus du rayon incident et dans des directions orthogonales. Le prisme de Glan-Thompson agit comme réglage de précision pour égaliser les intensités des rayons divergeants.

Deux flints à haute densité et de haute qualité optique sont fixés au conducteur HT (biréfringence résiduelle inférieure à  $10 \text{ nm/cm}$ ).

Les faisceaux peuvent soit être détectés ensemble par le même détecteur, ou séparément par deux détecteurs. Chaque système élimine l'effet du champ magnétique en mode commun, mais seule la détection séparée élimine les effets dus aux variations d'intensité commune aux deux faisceaux qui résultent de vibrations en mode commun ou d'autres causes.

Une autre façon de classer les techniques optiques est la suivante :

### 1) Dispositif à voie libre

#### a) Mesure de courant par effet magnéto-optique sur des double cristaux Flint haute densité

C'est un système différentiel. L'interrogation est faite par deux rayons laser ( $He Ne$ ) se propageant librement. Ce dispositif essayé à  $132 \text{ kV}$  a souffert de parasites dus aux vibrations (CERL-CEGB) (voir III (a)).

#### b) Mesure simultanée des courants et de la tension utilisant des effets magnéto-optique et électrogyrotoire combinés dans le même cristal de quartz.

Ceci est également un dispositif différentiel qui peut aussi mesurer la puissance active et réactive à  $50 \text{ Hz}$ . Essayé en laboratoire, un prototype est actuellement en construction pour équiper la liaison principale entre un générateur et le jeu de barres à  $22 \text{ kV}$ .

### 2) Dispositif voie guidée

#### a) Mesure de courant par fibre optique

Il s'agit de l'effet magnéto-optique dans une fibre monomode enroulée autour du conducteur. Ceci réalise une véritable intégration des fonctions, rendant la grandeur de sortie insensible aux vibrations. Les travaux effectués sur un modèle de laboratoire sont encourageants. Les développements actuels portent sur la production de fibres avec des propriétés de biréfringence linéaires très basses. On pourra construire un dispositif très amélioré lorsque ces fibres seront disponibles.

#### b) Dispositif de mesure de tension par cristal intégrateur

Ce dispositif est destiné à mesurer la tension par un procédé électro-optique en résolvant les problèmes de configurations variables de champs et les effets de températures. Il consiste en une paire de blocs de quartz annulant mutuellement leur biréfringence linéaire, mais renforçant la biréfringence fonction du champ dans le chemin aller et retour. Un dispositif de laboratoire fonctionne bien. Des études ont été entreprises sur une version pour essai sur site.

#### c) Dispositif de mesure de tension pour fibre optique

Une très bonne méthode pour exécuter une intégration correcte du champ électrique, afin d'obtenir une mesure de la tension, est d'utiliser une fibre électro-optique. Ces fibres n'existent pas encore mais elles font l'objet d'études très poussées dans deux Universités (I.C. and Cambridge).

#### d) Mesure simultanée du courant et de la tension dans un appareil à fibre optique

On peut combiner en un seul dispositif les idées développées en II (a) et II (c) et l'optimisation de ces arrangements font actuellement l'objet d'études théoriques (voir III (b)).

### 3) Transmission du signal

#### a) Schéma avec modulation de la polarisation pour réduire les bruits

Ce système supprime presque entièrement les problèmes liés au bruit induit par vibration dans les dispositifs à voie libre. Il met à profit le fait que les vibrations provoquent essentiellement des modulations d'intensité, alors que le signal d'information est une modulation de polarisation. Ce dispositif, essayé en laboratoire à des fréquences moyennes ( $4 \text{ kHz}$ ), fonctionne bien. Une nouvelle à plus haute fréquence ( $50 \text{ kHz}$ ) est actuellement en construction.

#### b) Études de simulation

Des programmes de simulations ont été écrits pour optimiser des systèmes associant des biréfringences linéaires et circulaires statiques ou en fonction du champ. Ceci définira la voie à suivre pour

A diagram of the differential single detector system is shown in Figure 5. The  $H_e-N_e$  laser units 0.6328  $\mu\text{m}$  red light which is inherently linearly polarized to better than 99.9 percent. The beam passes through a Glan-Thompson prism acts as a fine control for equalizing the intensities of the diverging beams.

Two double extra-dense flints are fixed to the HV conductor and they are of high optical quality, with a residual birefringence of less than 10 nm/cm.

The beams can either be detected together, using one detector, or separately, using two detectors. Both systems reject the effect of common mode magnetic fields, but only the separate detection allows rejection of effects due to intensity variations common to both beams which result from common mode vibrations or other causes.

Another way to subdivide passive techniques is following :

### 1) Free Path Devices

#### a) Measurement of Current Via the Magneto-Optic Effect in Discrete DEDF (Double Extra Dense Flint) Glass Blocks

*This is a differential system; interrogation takes place by means of freely propagating He-Ne laser beams. This has been tested at 132 kV (CERL-CEGB) and was found to suffer from vibrational interference (see 3 (a)).*

#### b) Simultaneous Measurement of Current and Voltage Via a Combination of Magneto-Optic and Electrogyration Effects in Crystalline Quartz

*This, again, is a differential system which can also measure real and reactive power at 50 Hz. It has been tested in the laboratory, and a prototype is now under construction for use on a generator main connection busbar at 22 kV.*

### 2) Enclosed Path Devices

#### a) Fibre-Optic Current Measurement

*This involves the magneto-optic effect in a monomode fibre wound around a busbar. A true line integration is performed, rendering the output insensitive to vibration. A laboratory device has been shown to work encouragingly well. Development now centres on the production of fibres with very low linear birefringence properties. When these are available a much improved device will be constructed.*

#### b) Quartz Block Line Integration Voltage Measurement Device

*This device is intended to measure voltage electro-optically, and to overcome the problems of varying field configurations and temperature dependence. It consists of a pair of quartz blocks which provide mutual cancellation of linear birefringence, but reinforcement of field dependent birefringence, in the go and return paths. A laboratory device has been constructed and works well. Consideration is being given to the design of a prototype field-test version.*

#### c) Fibre-Optical Line Integration Voltage Measurement Device

*A very much more convenient method for performing a true line integration of the electric field, to obtain a voltage indication, is to use an electro-optic fibre. These fibres do not yet exist but are under active investigation by two university groups (IC and Cambridge).*

#### d) Simultaneous Measurement of Current and Voltage in a Fibre-Optic Device

*The ideas inherent in 2 (a) and 2 (c) may be combined in one device, and theoretical studies are in hand to indicate how such an arrangement might be optimised (see 3 (b)).*

### 3) Signal Processing

#### a) Polarization Modulation Noise Reduction Scheme

*This scheme removes almost entirely the problems associated with vibrationally induced noise in free path devices. It makes use of the fact that vibration predominantly causes intensity modulation, whereas the signal information is in the form of a polarization modulation. The scheme has been tested in the laboratory at medium frequency (4 kHz) and works well. A purpose-built version at a higher frequency (50 kHz) is presently under construction.*

#### b) Simulation Studies

*Simulation programs have been written to allow optimisation of optical systems containing static and field-dependent linear and circular birefringences. These will point the way towards proper*

concevoir correctement un dispositif pour extraire le signal d'information des dispositifs de mesure de courant et de tension en présence de tous types de bruits parasites et d'effets atténuateurs. Quelques dispositifs électroniques ont déjà été construits selon cette simulation et ont démontré sa valeur.

## 6. PROTOTYPE ET MODÈLES DE LABORATOIRE

### 6.1. Systèmes français

a) Le premier prototype construit en France est présenté dans l'article référencé [1].

Le matériau actif utilisé est un « flint », dans lequel se produisent deux réflexions de lumière; afin de pouvoir avoir trois niveaux de sensibilité, l'appareil possède trois flints; chacun d'eux est traversé par un rayon lumineux de type différent, produit par des sources constituées par des lampes à filament de tungstène. La divergence du faisceau, parcourant plusieurs mètres, est corrigée par des collimateurs. L'analyseur et le polariseur sont artificiels du type « polaroid ».

La bande passante théorique de l'appareil est de 0 à 350 kHz. Cette bande est réduite de 20 kHz si on veut avoir un signal complètement dégagé de parasites; autrement, à condition qu'un certain taux de distorsion soit accepté, la limite supérieure de la bande passante peut être de l'ordre de 100 kHz. Le temps de réponse est de l'ordre de 0,5 microseconde\*. La précision est liée à celle de la boucle électronique qui est affectée par une certaine quantité de parasites dus à la présence de champ magnétique extérieur.

b) Un prototype industriel [2] pour 1 200 kV, a été construit avec les caractéristiques de base suivantes :

- 1) Source lumineuse constituée par 3 lampes à incandescence
- 2) Utilisation de guide par fibre optique
- 3) Le matériau actif est un cylindre flint traversé deux fois par le faisceau lumineux; et les analyseurs et polariseurs sont identiques à ceux que l'on a décrits au paragraphe précédent.
- 4) Un équipement électronique augmenté est prévu non seulement pour assurer la constance du flux lumineux, mais aussi pour compenser les dérives thermiques et pour amplifier le signal de sortie jusqu'au niveau exigé pour des applications prévues.

La consommation sur la source auxiliaire de cet appareil est de 50 W au courant nominal. Sa classe dynamique, pour les applications de protection, est encore limitée (le rapport entre le courant de court-circuit et le courant nominal est bas entre 10 et 20). Néanmoins les erreurs dues à la présence de champs dus aux conducteurs voisins restent acceptables à cause de la distance importante qui sépare les phases sur le système 1 200 kV.

c) Toujours en France, une firme a construit pour une tension nominale de service de 400 kV un prototype en boucle fermée décrit par Carnel et Al. [3]. Dans ce cas, la source de lumière modulée est une diode électro-luminescente. Le rayon lumineux est divisé par un prisme birefringent en deux rayons polarisés orthogonalement. Chacun d'eux interroge son propre capteur.

La dynamique est limitée par les perturbations induites dans la boucle électronique et le système de réception; la puissance consommée est plus élevée que dans le cas précédent (1 kW contre 300 W pour le courant de court-circuit nominal). De la même manière le système est sensible aux vibrations et l'énergie consommée par le modulateur n'est pas faible. Cependant on peut penser que ces problèmes seront résolus sans accroissement de coût excessif.

d) En 1967, un transformateur de courant pour réseau 200 kV a été construit en France [4]. Toutefois, quoique cet appareil soit encore imparfait sur bien des points, la rétroaction électro-optique lui permet de fonctionner entièrement dans la partie linéaire de la caractéristique de transfert, même pour les courants à plusieurs milliers d'ampères.

\* La largeur de bande du capteur de mesure de courant est située entre la bande passante d'un transformateur classique de courant (de l'ordre de 12 kHz) et celle d'un shunt coaxial (environ 1,5 MHz).

design of the analogue processing required to extract the signal information from optical current and voltage measurement devices, in the presence of all kinds of noise disturbances and attenuating effects. Some analogue electronics have already been built in accordance with this simulation and have proved its value.

## 6. PROTOTYPE AND LABORATORY MODELS

### 6.1. French Systems

a) The first prototype unit built in France is described in reference [1].

The active material used is 'flint' glass, in which two reflections of the luminous ray occur. In order to be able to have three sensitivity values, the apparatus possesses three flints, each of which is crossed by a beam of light of a different type, generated by sources consisting of normal lamps with a tungsten filament. The divergence in the beam of light, operating over a length of a few metres, is reduced by means of collimators. The analyzer and the polarizer are artificial (of the 'Polaroid' type).

The theoretical bandwidth of the device is within the range of 0 to 350 kHz. This band is reduced to 20 kHz if it is desired to have a signal completely free of interferences; otherwise, provided that a certain amount of distortion at the output is accepted, the upper limit of the bandwidth may be as much as 100 kHz. The response time is of the order of half a microsecond\*. The accuracy is associated with that of the electronic chain, which is affected by a certain amount of interference due to the presence of external magnetic fields.

b) A 1,200 kV industrial prototype [2] has been constructed with the following basic characteristics :

- 1) A light source consisting of three incandescent lamps.
- 2) Use of optic-fibre light-guides.
- 3) Active material : a 'flint' cylinder crossed twice by the light beam; and artificial analyzers and polarizers, as in the previous section (Polaroid HR).
- 4) Extensive subsidiary electronic equipment, designed to ensure that the light flux remains constant, as well as to provide compensation of the thermal drifts, and amplification of the output signal up to a level required for operational purposes.

The power supply consumption by the device is 50 W at  $I_n$ ; its dynamic range, for protective purposes, is still fairly limited (the ratio between short-circuit current and the rated current is low - between 10 and 20). Nevertheless, the errors due to the presence of the fields of neighbouring conductors are entirely acceptable due to large separation of the phases on the 1,200 kV system.

c) Again in France, another firm has built, for a rated operating voltage of 400 kV, a closed-loop prototype, described by Carnel et al. [3]. In this case the electroluminescent GaAs diode is utilized as a source of modulated light. The light beam is split by a birefracting prism into two perpendicularly polarized rays. Each of these interrogates its own sensor.

The dynamic range is limited by interferences induced in the electronic chain and the tracking receiver system; power consumption is higher than in the previous case (1 kW against 300 W for the rated short-circuit current). At the same time, the system is sensitive to mechanical vibrations, and the modulator's energy consumption is not low. Nevertheless, it is believed that these problems can be solved without excessive increases in costs.

d) In 1967, it was announced [4] that a transformer for measuring current had been built, in France, for a rated voltage of 220 kV. Although this device is still imperfect from many points of view, the electro-optical feedback enables the prototype to operate all the time in the linear part of the transfer characteristic, even for currents of several thousand A.

---

\* The bandwidth of the Faraday-effect current measuring sensor is somewhere between the bandwidth typical of conventional current-transformers being determined by the frequency response of the conventional CT (in the order of 12 kHz), and the response of the co-axial shunts (about 1.5 MHz).

Le capteur optique de courant établi suivant cette méthode fonctionne exactement comme un transformateur de courant classique. Le flux lumineux joue le même rôle que le flux magnétique mais sans aucune saturation, hystérésis et pertes fer. Dans le système décrit ici, la compensation électro-optique est réalisée pour corriger les fluctuations de l'intensité lumineuse dues à des causes parasites, telles que variations dans la tension d'alimentation des lampes, vibrations, etc.

Pour un courant nominal de 2 000 A, l'erreur composée sur la voie « mesure » est inférieure à 1,5 pour-cent même si le courant a une composante aperiodique de 120 ms de constante de temps. Pour les applications à la protection et pour un courant de 18 000 A de valeur efficace, cet appareil a une erreur composée de 6 pour-cent qui se décompose en 3 pour-cent pour le système de réduction et 3 pour-cent dû aux vibrations causées par les efforts électro-dynamiques sur les conducteurs primaires. Quant à la puissance consommée par l'appareil, si on remarque que toute la puissance est fournie par les étages d'amplifications électroniques, il y a de bonnes raisons techniques et économiques de la diminuer compte-tenu qu'elle est liée à la consommation du relais de protection qui est supérieure à quelques VA.

## 6.2. Système japonais

En 1968, au Japon, a été construit un capteur de courant pour réseau THT [5]. Ce prototype utilise l'effet Faraday et différemment des appareils déjà décrits, utilise comme source lumineuse un oscillateur laser (He-Ne) de puissance de 10 mW, avec une longueur d'onde de 6328 nm.

Les autres caractéristiques remarquables sont :

- 1) matériel optique actif : prisme de cristal au plomb calé transversalement par rapport au conducteur.
- 2) Pas de fibre optique; la lumière a un trajet libre à l'intérieur d'un tube isolant en porcelaine.
- 3) Compensation par un enroulement.
- 4) Temps de réponse total 0,5  $\mu$ s (préamplificateur de tension).
- 5) Bonne caractéristique en surcharge. Pour un courant nominal de 1 000 A, l'erreur de linéarité est inférieure à 10 pour-cent jusqu'à 35 000 A.
- 6) Bande passante 20 kHz.
- 7) Erreur de mesure due à un rapport signal/bruit élevé environ, 0,5 pour-cent.

Selon les chercheurs japonais, les perspectives de ce système (essayé également en version modifiée avec impulsion de courants de plusieurs kA et à une tension de 1 MV) sont très bonnes.

## 6.3. Système suisse

En Suisse, en 1970, un transformateur optique pour un réseau THT a également été construit. Celui-ci utilise une source de lumière par laser au gaz (He-Ne) alors que l'élément actif optique est un flint. L'appareil utilise une propagation multivoie à l'intérieur du capteur ce qui donne une grande sensibilité mais rend plus lourdes les exigences relatives au système optique [6].

Cet élément avec un capteur YIG décrit dans l'article [7] utilise un champ magnétique permanent de polarisation  $H_p$  à cause de la formation de régions dans le capteur YIG.

## 6.4. Système employé au Royaume-Uni

Au Royaume-Uni, on a construit un système de mesure à haute tension à l'air libre.

Le faisceau polarisé est divisé dans un prisme de Wollaston en deux faisceaux polarisés et orthogonaux [voir 8-9-10]. Dans un élément au potentiel HT, il y a deux capteurs à effet Faraday placés de chaque côté du conducteur HT, chacun des faisceaux polarisés orthogonaux traverse un capteur à effet Faraday. Le faisceau de retour est concentré sur un photo-détecteur. Cette conception simple devrait avoir un avantage du point de vue de la perturbation de champs magnétiques étrangers. Si un second capteur identique est placé parallèlement au premier, mais de l'autre côté du conducteur HT, et à la même distance de celui-ci, le champ magnétique dû au courant dans le conducteur HT est de sens inverse par rapport à la direction du capteur

The optical current measuring sensor designed in this way works exactly like a CT of electro-magnetic type: the light flux plays the same part as the magnetic flux in a CT of the classic type without any saturation, hysteresis, or iron losses. In the system described here, electro-optical compensation is made for fluctuations in luminous intensity due to parasitic causes, such as variations in the voltage supplying the lamp, mechanical vibrations, etc.

For a rated current of 2 000 A, the composite error, on the 'measurement' side is lower than 1.5 percent, and remains so even if the current has a unidirectional component with a time constant equal to 0.12 s. For protection functions this device for a r.m.s. current of 18 000 A, gives a composite error of 6 percent, which breaks down into a 3 percent system error pertaining to the transformation ratio and 3 percent error due to vibrations caused by electromechanical stresses on the primary conductors. With regard to the burden of the apparatus, since all the power is provided by the electronic amplification stages, there are technical and financial reasons that prevent its being coupled to protective relays whose consumption is higher than a few VA.

## 6.2. Japanese System

In 1968, in Japan, current-sensor for EHV lines was constructed [5]. This prototype makes use of the Faraday Effect and, unlike the devices so far described, utilizes an He-Ne laser oscillator of the power of 10 mW, with a wavelength of 6,328 nm, as the light source.

Other significant characteristics of this unit are:

- 1) Optically active material: a lead glass prism, situated transversally to the primary conductor.
- 2) No optical guides. The light has a free-path within the porcelain insulating tube.
- 3) A compensating winding.
- 4) Total response time of 0.5  $\mu$ sec (in terms of preamplifier voltage).
- 5) Good overcurrent characteristics: with a rated current of 1,000 A, the non-linearity error is lower than 10 percent for up to 35 times the rated current.
- 6) Bandwidth: 20 kHz.
- 7) Error of measurement, due to a high signal/noise ratio, is about 0.5 percent.

The prospects of this system, which has also been tested in a modified version with pulse currents of a large number of kA, at a voltage of 1.0 MV, are, according to the Japanese researchers extremely good.

## 6.3. Swiss System

In Switzerland, in 1970, an optical-electronic current transformer was constructed for UHV transmission networks, in which the He-Ne gas laser is utilized as a source of light, while the magneto-optical element is a flint-glass sensor [6].

The unit makes use of multipath propagation inside the sensor, which gives higher sensitivity but makes heavier demands on the optical system.

The device with a YIG sensor, described in [7], uses a permanent polarizing magnetic field  $H_p$ , because of the formation of domains in the YIG sensor.

## 6.4. United-Kingdom System

In the U.K., a system has been built for the measurement of current at high voltage in a free atmosphere.

The polarized light beam is split in a Wollaston prism into two orthogonal polarized beams [see 8, 9, 10]. In an HV potential unit, there two Faraday effect sensors placed on both sides of the HV conductor. Each orthogonal polarized beam passes through one Faraday effect sensor. The returning beam is collimated on the photodetector. This simple design should have an advantage from the point of view of extraneous magnetic field interference. If a second identical sensor is placed parallel to the first, but on the other side of the HV conductor, and at the same distance from it, the magnetic field due to the HV conductor current is reversed in

mais est égal en amplitude. Si le second capteur est interrogé par un rayon similaire, les signaux reçus de deux capteurs seront égaux en amplitude mais opposés en signe alors que tout champ étranger donnera des signaux égaux en signe et en amplitude. Par conséquent, si les sorties des deux capteurs sont soustraites, le résultat est un signal d'amplitude double de celui de chaque capteur mais dégagé de toutes perturbations de mode commun. N'importe quel autre effet de vibrations ou dû à des variations communes aux deux canaux sera éliminé.

L'erreur reste de 5 pour-cent de 50 A à 60 000 A. On estime qu'un courant jusqu'à 5 000 A sera mesuré avec une erreur inférieure à  $\pm 1$  pour-cent et jusqu'à 50 000 A  $\pm 3$  pour-cent. La bande passante est de 2 MHz pour  $-3$  dB. Les performances en laboratoire ont été satisfaisantes, l'appareil a été essayé sur le côté 275 kV d'un transformateur du réseau d'interconnexion. Le niveau de bruit relevé à 200 A étant de 0,6 mV l'appareil donnait la même mesure qu'au cours des essais en laboratoire.

## 7. BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Heroin P. et al.**, Mesure d'un courant par un ampèremètre à effet Faraday. *R.G.E.* juillet-août 1967.
- [2] **Aumont P. et Pelletier E.**, Réducteurs de courant magnéto-optique à effet Faraday. *R.G.E.*, juillet-août 1971.
- [3] **Carnel A., et al.**, Transformateur de courant magnéto-optique à effet Faraday. Astatique. *R.G.E.*, nov. 1971, pp. 815-826.
- [4] **Pelenc Y. et Bernarol G.**, Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique. *R.G.E.*, juillet-août 1967.
- [5] **Saito S., et al.**, Contact-free current transformer for EHV power lines using a Laser Beam, *Electr. Eng. in Japan*, Vol. 88, No. 8 1968.
- [6] **Jaecklin A., A.**, Labormodell eines magneto-optischen Stromwandlers., *Archiv. für technisches Messen* (Germany), No. 428, pp. R 107-8, sept. 1971.
- [7] **Jaecklin A., A.**, Measuring current at extra-high voltage. *Laser Focus*, Vol. 6, No. 5, pp. 35-38, mai 1970.
- [8] **Rogers A., J.**, A current measurement technique using Faraday magneto-optic effect in flint glass, *AIM*, Liège, juin 1973.
- [9] **Rogers A., J.**, Electro-optic effects in crystalline quartz, *IEE Electronic Letter*, Vol. 12, No. 4 pp. 103-105, 19 février 1976.
- [10] **Rogers A., J.**, Optical technique for measurement of current at high-voltage, *Proc. IEE.*, Vol. 120, No. 2, février 1973.

the direction of the sensor, but is equal in amplitude. If the second sensor is interrogated by a similar light beam, the signal received from the two sensors will be equal in amplitude, but opposite in sign for the same H.V. conductor current, while any extraneous field will give signals equal both in amplitude and sign. Hence, if the outputs from the two sensors are subtracted, the result is a signal of magnitude twice that from each sensor, and free from common-mode interference. Any vibrational or other variational effects that are common to both channels would also be cancelled.

From 50 A minimum, the 5 percent non-linearity level is raised to 60,000 A. It is estimated that current up to 5,000 A can be measured with  $\pm 1$  percent accuracy and up to 50,000 A with  $\pm 3$  percent accuracy. The bandwidth was found to be 2 MHz at the  $-3$  dB point. Its laboratory performance having been found satisfactory, the transducer was tested on the 275 kV side of a supergrid transformer. The measured noise level was 0.6 mV, at 200 A, which was found to be the same as that measured in the laboratory.

## 7. REFERENCES

- [1] *Heroin P. et al., Mesure d'un courant par un amperemètre à effet Faraday. R.G.E. juillet-août 1967.*
- [2] *Aumont P. et Pelletier E., Réducteurs de courant magnéto-optique à effet Faraday. R.G.E., juillet-août 1971.*
- [3] *Carnel A., et al., Transformateur de courant magnéto-optique à effet Faraday. Astatique. R.G.E., nov. 1971, pp. 815-826.*
- [4] *Pelenc Y. et Bernarol G., Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique. R.G.E., juillet-août 1967.*
- [5] *Saito S., et al., Contact-free current transformer for EHV power lines using a Laser Beam, Electr. Eng. in Japan, Vol. 88, No. 8 1968.*
- [6] *Jaecklin A., A., Labormodell eines magneto-optischen Stromwandlers., Archv. für technisches Messen (Germany), No. 428, pp. R 107-8, sept. 1971.*
- [7] *Jaecklin A., A., Measuring current at extra-high voltage. Laser Focus, Vol. 6, No. 5, pp. 35-38, mai 1970.*
- [8] *Rogers A., J., A current measurement technique using Faraday magneto-optic effect in flint glass, AIM, Liège, juin 1973.*
- [9] *Rogers A., J., Electro-optic effects in crystalline quartz, IEE Electronic Letter, Vol. 12, No. 4 pp. 103-105, 19 février 1976.*
- [10] *Rogers A., J., Optical technique for measurement of current at high-voltage, Proc. IEE., Vol. 120, No. 2, février 1973.*

## ANNEXE D

# GÉNÉRATEURS DE FRÉQUENCE, VOIE DE TRANSMISSION ET MODULATEURS - DÉTECTION DE MICRO-ONDES

## 1. GÉNÉRATEURS DE FRÉQUENCE

Les deux projets mentionnés utilisent des sources de micro-ondes travaillant dans la bande des rayons X avec le domaine de fréquence de 8,2 à 12,4 GHz. Dans cette bande de fréquence, les types suivants de générateurs statiques peuvent être utilisés :

### *i) Multiplicateur de fréquence*

Dans ce type, la fréquence de base obtenue par un oscillateur à cristal est multipliée par plusieurs diodes disposées en cascade. La stabilité de la fréquence est très élevée mais la puissance de sortie est très faible. De ce fait, ce type de générateur n'est pas très bien adaptable à cette application.

### *ii) Oscillateur à effet GUNN*

Ce type de générateur de fréquence convertit directement un courant continu en courant alternatif. La puissance de sortie est comprise entre 10 et 300 mW, avec une alimentation en courant continu de 10 V et un rendement d'environ 1 à 3 pour-cent. Le bruit de cette source de fréquence est faible car le spectre est très pur (ce spectre dépend essentiellement du facteur de qualité de la cavité résonnante travaillant avec le générateur).

### *iii) Générateur « IMPATT »*

Ces sources, du modèle avalanche, peuvent fournir une puissance permanente de 10 W. Leur rendement est de 3 à 5 pour-cent et le courant continu d'alimentation est environ 100 V. Leur spectre de fréquence est aussi relativement pur et elles font peu de bruit.

En conclusion, on peut dire des générateurs de fréquence que la technologie par éléments statiques permet des micro-ondes de puissance relativement grandes. Ces générateurs sont simples et de construction robuste. Toutefois, ils nécessitent une source d'alimentation stabilisée à 0,1 pour-cent pour obtenir une stabilité suffisante de la fréquence de sortie. La durée de vie de ces sources statiques est grande et peut être comparée à la durée de vie d'une diode normale à semi-conducteur ( $10^6$  à  $10^7$  heures).

## 2. VOIE DE TRANSMISSION MICRO-ONDE

Deux types de voies de transmission peuvent être envisagées :

- a) guide d'onde diélectrique;*
- b) atmosphère, qui conduit au modèle à transmission radio.*

Dans le système à guide d'onde diélectrique, la micro-onde est guidée dans un guide d'onde (tel que teflon, polyéthylène, polystyrène; quartz fondu et alumine  $Al_2O_3$ ) placé dans un isolateur. La micro-onde peut être guidée entre les antennes émettrice et réceptrice. Dans un tel système deux problèmes sont apparus : l'émission de l'onde et sa réception, et l'atténuation due au guide d'onde diélectrique.

## APPENDIX D

# FREQUENCY GENERATORS, MICROWAVE TRANSMISSION AND MODULATORS DETECTION OF MICROWAVES

## 1. FREQUENCY GENERATORS

The two mentioned projects use m.w.sources working in the X band wave-band within the frequency range of 8.2 to 12.4 GHz. In this frequency range the following types of the solid-state frequency generators are available :

### i) Frequency Multipliers :

In this type the basic frequency is often obtained by a crystal oscillator and the multiplication of the frequency is obtained by several varactor diodes in a cascade arrangement. The stability of the frequency is very high but the output power is very low. However, this type of generator is not very well adaptable for the considered application.

### ii) The Gunn Oscillator :

This type of the frequency generator allows a direct conversion of the d.c. power to a very high frequency power. The output power is in the range of 10 to 300 mW, with the d.c. supply of about 10 V and the efficiency is about 1 to 3 percent. The noise of this frequency source is low but the frequency spectrum is pure. (The spectrum depends principally on the quality factor of the resonant cavity working with the generator).

### iii) IMPATT Generators :

These sources are of the avalanche type and can deliver a continuous wave power up to 10 W. Their efficiency is about 3 to 5 percent and the d.c. supply voltage is about 100 V. Their frequency spectrum is also relatively pure and the generated noise is low.

In conclusion, as regards frequency generators it can be said that solid-state technology permits the simple generation of microwaves of relatively high power. The generators are simple and of rugged construction. However, they require power supplies stabilized at 0.1 percent in order to obtain a sufficiently stabilized output frequency. The life-time of these solid-state sources is high and can be compared to the life-time of a normal semiconductor diode ( $10^6 - 10^7$  h).

## 2. MICROWAVE TRANSMISSION

Two types of m.w. path can be considered :

- a) dielectric wave-guides;
- b) atmosphere, which makes the current-sensor system a radio-link type.

In the dielectric wave-guide systems the m.w. is guided by a dielectric wave-guide (such as teflon, polyéthylène, polystyrene, fused quartz glass and ceramics ( $Al_2O_3$ )) which is placed in an insulator. The m.w. can be guided between launching and receiving antennas. In such a system two problems are encountered, namely the launching of the wave and its reception, and the attenuation of the dielectric wave-guide.

L'émission est normalement faite par une antenne à corne connectée à un guide d'onde métallique. Les pertes qui apparaissent à l'émission sont faibles. L'onde est reçue aussi par une antenne à corne. Les pertes apparaissent ici car l'onde n'est pas canalisée dans un guide d'onde mais la plus grande partie s'échappe autour du guide. Pour cette raison l'antenne de réception doit présenter une surface de réception suffisamment grande; pour cela on réalise un bon couplage entre le guide d'onde diélectrique et l'antenne de réception et ainsi les pertes sont faibles.

Les pertes par unité de longueur dues au guide d'onde diélectrique dépendent de l'angle de perte, de la permittivité et de la section du matériau diélectrique. Normalement, on utilise des matériaux ayant un angle de perte inférieur à 0,001 rad. Pour une section donnée du barreau diélectrique la permittivité influence le rendement de l'émission de l'onde dans le barreau de telle sorte qu'une plus grande permittivité augmente le rendement de l'émission.

Pour les fréquences considérées (approx. 10 GHz) il est aisé de réaliser une atténuation inférieure à 1 dB/m.

Les pertes totales de cette voie de transmission de micro-onde sont inférieures à 6 dB pour 5 m de long en incluant les pertes à l'émission et à la réception.

Les guides d'ondes diélectriques doivent être protégés de la pluie et des agents atmosphériques. Les guides d'ondes ne peuvent pas rayonner ni recevoir des micro-ondes et de ce fait la transmission n'est pas perturbée par des signaux externes, même si ces signaux sont dans la même bande de fréquence.

Dans le système de liaison par radio, l'atténuation de la liaison est le problème majeur à résoudre, car la dimension des antennes d'émission et de réception doit être adaptée aux structures HT.

L'utilisation de simples antennes à cornes est encore possible. Dans ce cas, il est possible d'assurer la transmission à plusieurs dizaines de mètres avec une largeur de bande suffisante et un bon rapport signal-bruit. Un autre problème pouvant survenir est dû à la position de l'antenne sur le conducteur HT. La vibration de l'antenne sous l'action du vent et des forces électrodynamiques dues aux courants de court-circuit provoque une déviation du faisceau d'onde et perturbe les caractéristiques de la transmission.

L'antenne réceptrice peut être soumise à un faisceau d'une source de micro-onde étrangère; le filtrage du signal reçu est, de ce fait, nécessaire.

En conclusion la transmission de signal d'hyper-fréquence ne provoque pas de difficulté majeure. L'insensibilité aux bruits, dus à l'environnement HT, est assurée par la grande différence de fréquence entre le générateur de bruit et les fréquences transmises. Les bruits sont généralement dans la bande de 3 GHz alors que les équipements considérés opèrent dans la bande X (8.2 - 12.4 GHz); de ce fait la différence de fréquence est assez grande pour assurer une transmission non perturbée.

### 3. MODULATEURS MICRO-ONDE

Plusieurs type de modulateurs de micro-onde existent; les applications considérées ici utilisent des modulateurs basés sur l'effet Faraday sur des matériaux gyro-magnétiques. Le prototype belge utilise des modulateurs de phase à ferrite et les Japonais proposent d'utiliser un modèle de modulateur à grenat dans leur appareil.

Dans les modulateurs basés sur l'effet Faraday sur matériaux gyro-magnétiques, une micro-onde linéairement polarisée peut être considérée comme décomposée en deux ondes polarisées circulairement et dont les polarisations tournent en sens opposé.

Un modulateur à ferrite, placé dans une ligne de transport, sera soumis à ces deux ondes polarisées circulairement. Les deux ondes de polarisation, positive et négative, seront respectivement affectées par les perméabilités magnétiques  $\mu+$  et  $\mu-$  du matériau gyro-magnétique. Parce que  $\mu+$  et  $\mu-$  ne sont pas égaux, les constantes de propagation sont différentes pour chacune des ondes; ceci provoque un retard entre les deux ondes pour leur propagation dans le matériau gyro-magnétique considéré.

The launching of the m.w. is normally done by a horn antenna, connected to a metallic waveguide. The losses that occur by launching the wave are small. The wave is also received by a horn antenna. Here, some losses occur because the wave is not confined in the dielectric wave-guide but a major part moves around the guide. For this reason, the receiving horn must present a sufficiently large receiving area; in this way, a good coupling from the dielectric wave-guide to the receiving horn antenna is achieved and the resulting losses are small.

The losses per unit length due to the dielectric wave-guide depend on the loss angle, the permittivity and the cross section of the dielectric material. Normally, materials with loss angles smaller than 0.001 radians are used. For a given cross section of dielectric rod, the permittivity influences the efficiency of launching of the wave on the rod in such a way that a higher permittivity gives the higher efficiency of launching of the wave.

For the considered frequencies (approx. 10 GHz), it is easy to obtain attenuations of less than 1 dB/m. The total losses of the described m.w. path are less than 6 dB for a 5 m length including losses of the emitting and receiving antennas.

The dielectric wave-guides have to be protected from rain and atmospheric agents. The wave-guides cannot radiate nor receive m.w. power, therefore the transmission is not disturbed by external m.w. signals, even if these signals are within the same frequency band.

In a radio relay link system the attenuation of the link is the major problem to be solved because the size of the emitting and receiving antennas must be adapted to the HV structures.

The use of simple horn antennas is still possible. In this case, it is possible to transmit over a distance of several tens of metres with a sufficient bandwidth and a good signal to noise ratio. Another problem to be overcome is due to the location of the antenna on the HV conductor. Vibration of the antenna due to the wind and to the electrodynamic forces under short-circuit conditions could provoke a deviation of the m.w. beam and disturb the characteristics of the transmission.

The receiving antenna could be subjected to a beam of a foreign m.w. source; filtering of the received m.w. signal is therefore necessary.

In conclusion the transmission of SHF (super high frequency) signals does not provoke major difficulties. Immunity to the noise of the HV environment is ensured by the large frequency difference between the generated noise and the transmitted frequencies. Noise has a bandwidth of approximately 3 GHz and the considered equipments work in the X band (8.2 - 12.4 GHz) therefore the frequency difference is large enough to ensure an undisturbed transmission.

### 3. MICROWAVE MODULATORS

Several types of m.w. modulators exist; the considered applications use modulators based on the Faraday effect on gyro-magnetic materials. The Belgian system uses ferrite phase modulators and the Japanese propose to use a garnet type modulator in their system.

In the modulators based on the Faraday effect on gyro-magnetic materials, a rectilinearly polarized microwave can be considered as a wave decomposed into two circularly polarized waves, with a polarization turning in opposite directions.

A ferrite modulator placed in a transmission line will be submitted to these circular polarized waves. Both negative and active polarization waves will be respectively affected by the magnetic permeability  $\mu^-$  and  $\mu^+$  of gyro magnetic material. The first wave with the positive polarization will be affected by the magnetic permeability  $\mu^-$  of the gyro-magnetic material. Because  $\mu^+$  and  $\mu^-$  are not equal, the propagation constants are different for each circular polarized wave; this results in a delay between the two waves for the propagation in the considered gyro-magnetic material.

Ce phénomène de base peut être utilisé pour obtenir les types de modulation suivants :

- a) le plan de polarisation de l'onde peut être changé (semblable à l'effet magnéto-optique de Faraday);
- b) modulation d'amplitude;
- c) modulation de phase.

La modulation de phase n'affecte pas l'amplitude du signal et procure une démodulation aisée par un comparateur de phase. L'appareil utilise comme comparateur de phase un pont micro-onde classique. Dans un des bras du pont un modulateur est placé et il est soumis au champ magnétique produit par le courant HT, et dans l'autre bras du pont, qui est au potentiel de la terre, un modulateur identique est placé et il comprend un système à rétroaction qui reproduit une image précise du courant HT.

Les performances des modulateurs à ferrite dépendent en premier lieu de la composition de la ferrite. En fait, sur les dispositifs à modulateur à ferrite les effets des variations de température ont été supprimés.

Dans les dernières années une attention particulière a été apportée aux formes de cristal simple ferromagnétique yttrium-fer-grenat polis pour la construction de modulateurs de micro-ondes.

Les auteurs japonais proposent d'utiliser un cristal yttrium-fer-grenat dopé au gadolinium afin de diminuer l'effet de température sur la sensibilité de l'effet de rotation Faraday. Dans cette proposition il est prévu qu'une onde polarisée subisse un changement de son plan de polarisation par le modulateur à yttrium-fer-grenat soumis au champ magnétique dû au courant HT. L'onde est ensuite entièrement réfléchiée et dirigée vers le sol où un analyseur de polarisation plane extrait l'information au moyen de diode détectrice.

En conclusion, il peut être constaté que la modulation de micro-ondes au moyen de matériaux gyromagnétiques s'obtient facilement. Le principal avantage de ces types de modulateurs est qu'ils ne nécessitent qu'une faible puissance de commande, laquelle est convenable pour un circuit de rétroaction tel qu'il est utilisé dans le modèle belge.

#### 4. DÉTECTION DE MICRO-ONDES

La détection de micro-ondes modulées est réalisée par l'utilisation de diodes au germanium ou au silicium. Différents types de diodes sont disponibles tels que les diodes à pointe, etc.

Le rendement de conversion de ces diodes est généralement élevé et le bruit faible.

Dans le prototype belge, la démodulation est faite au moyen d'un comparateur de phase, la diode détectrice délivre un signal :

$$V = K V_0 (\sin \psi_1 - \sin \psi_2)$$

où  $\psi_1$  est le changement de phase de la micro-onde donné par le modulateur soumis au champ magnétique du courant HT, et  $\psi_2$  est le changement de phase produit par le second modulateur conduit par le système de rétroaction.

Le courant de sortie de l'amplificateur de puissance de rétroaction reproduit un courant qui est une image du courant HT et le rapport de transformation est donné par le rapport des enroulements BT et des enroulement HT des modulateurs à ferrite.

Le système de rétroaction compense les facteurs influençant directement l'exactitude d'un système simple, tel que celui qui est proposé par les savants japonais. Ces principaux facteurs sont :

- I) variation de la puissance du générateur de fréquence;
- II) variation du rendement de conversion des diodes détectrices (par la température ou le vieillissement);
- III) variation du gain des amplificateurs de sortie.

Toutes ces tendances sont incluses dans le circuit de rétroaction et n'ont aucun effet direct sur l'exactitude du système de mesure de courant.

This basic phenomenon can be used to make the following types of modulations :

- a) the polarization-plane of the wave can be shifted (similar to the Faraday magneto-optical effect);
- b) amplitude modulation;
- c) the phase modulation.

The phase modulation does not affect the amplitude of the signal and allows an easy demodulation by a phase comparator. The device uses as a phase comparator a usual m.w. bridge. In one arm of the bridge a modulator is placed and it is subjected to the magnetic field produced by the HV conductor current, and in the other arm of the bridge, which is at the ground potential, an identical modulator is used and it is included in a feed-back system which reproduces an accurate replica of the HV conductor current.

The effect on the performance of the ferrite modulators depends primarily on the composition of the ferrite. However, in the bridge type construction, the effect of temperature variations on the measuring accuracy are cancelled.

In recent years considerable attention has been given to polished ferro-magnetic single crystal yttrium-iron-garnet (YIG) shapes for the construction of m.w. modulators.

The Japanese authors have proposed to use a gadolinium doped YIG in order to minimize the temperature dependence for Faraday rotation sensitivity. In this proposal it is foreseen that a polarized wave undergoes a change of its polarization plane by the YIG modulator, submitted to the magnetic field of the HV. The wave is then entirely reflected and sent back to the ground where a polarization plane analyzer extracts the information about the HV conductor current by means of a detecting diode.

In conclusion it can be stated that the m.w. modulation by means of gyro-magnetic materials is easy to obtain. The main advantage of these types of modulators is that they require a small control power which is suitable for a feed-back circuit in the way it is used in the Belgian device.

#### 4. DETECTION OF MICROWAVES

The detection of the modulated microwaves is realized by the use of germanium or silicon diodes. Different types of diodes are available such as point contact diodes, hot carrier diodes, etc.

The conversion efficiency of these diodes is high and the noise generated is low.

In the Belgian prototype unit the demodulation is carried out by means of a phase comparator. The detector diodes delivers a signal :

$$V = K V_0 (\sin \psi_1 - \sin \psi_2)$$

where  $\psi_1$  is the phase shift of the m.w. given by the modulator, subjected to the magnetic field of the HV conductor current, and  $\psi_2$  is the phase shift produced by the second modulator driven by the feed-back system.

The output current of the feed-back power amplifier reproduces a current which is an image of the HV conductor current and the transformation ratio is given by the ratio of the windings between the low voltage and the high voltage driving coils of the ferrite modulators.

The feed-back system compensates for the factors influencing directly the accuracy of a simple measuring system, such as proposed by the Japanese scientists. These principal factors are :

- I) variation of the power of the frequency generator;
- II) variation of the conversion efficiency of the detector diodes (by temperature or ageing);
- III) variation of the gain of the output amplifiers.

All these drifts are included in the feed-back path and have no direct effect on the accuracy of the current measuring system.

ANNEXE E

## MÉTHODE DE MODULATION POUR CAPTEURS DE MESURE DE COURANT ACTIF

### 1. MÉTHODES DE MODULATION CONTINUE

#### 1.1. Modulation d'amplitude (MA)

Quoique la modulation d'amplitude ne soit pas convenable pour la précision des systèmes de transmission optique, cette méthode doit être cependant mentionnée pour avoir un examen complet. Ainsi un signal MA est défini par l'expression suivante :

$$u(t) = k[1 + m(t)] \sin \omega_0 t, \quad |m(t)| < 1 \quad (E1)$$

où  $m(t)$  est le signal de modulation,  $\omega_0$  la modulation du signal modulé, habituellement appelé onde porteuse et  $k$  une constante qui détermine l'amplitude de  $u(t)$ .

La construction de  $u(t)$  est celle de la figure 1, qui montre les deux signaux, le signal de modulation  $m(t)$  et signal modulé  $u(t)$  en fonction du temps.

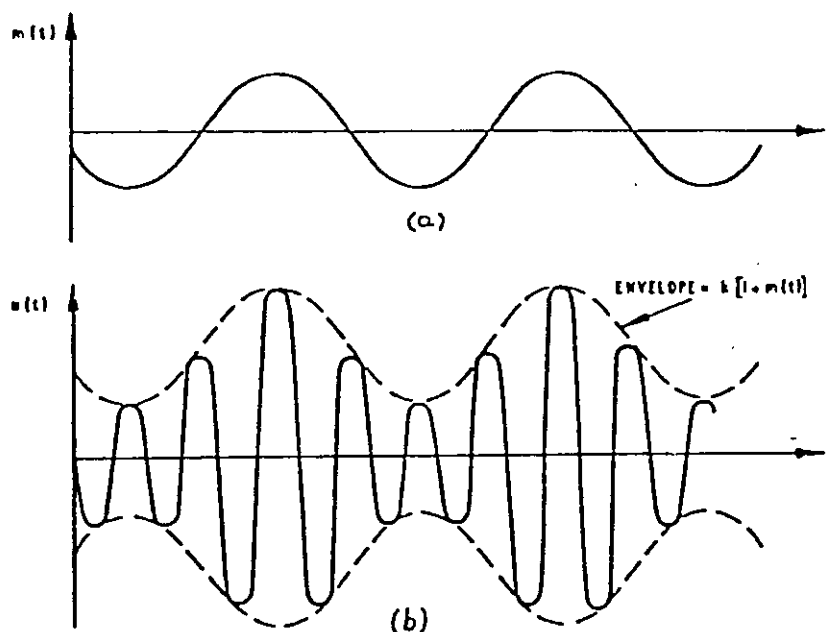


FIG. 1 - Construction d'un signal modulé en amplitude

- a) signal de modulation  $m(t)$ ,
- b) signal modulé  $u(t)$ .

La précision de la transmission est déterminée par la précision avec laquelle l'enveloppe de  $u(t)$  peut être transmise. Cependant, un signal d'amplitude modulé est sensible à la non-linéarité et au bruit de la ligne de transmission qui le rend impropre pour une transmission optique.

APPENDIX E

MODULATION METHODS  
FOR ACTIVE CURRENT MEASURING SENSORS

1. CONTINUOUS MODULATION METHODS

1.1. Amplitude Modulation (AM)

Although amplitude modulation is not suited for accurate optical transmission systems, the method will yet be mentioned for the sake of completeness. Thus an AM-signal is defined by the following well-known expression :

$$u(t) = k \cdot [1 + m(t)] \sin \omega_c t, \quad |m(t)| \leq 1 \quad (E1)$$

Where  $m(t)$  is the modulating signal,  $\omega_c$  the angular frequency of the modulated signal, usually named the carrier frequency, and  $k$  a constant which determines the amplitude of  $u(t)$ .

The construction of  $u(t)$  is evident from Figure 1, which shows both the modulating signal  $m(t)$  and the modulated signal  $u(t)$  as a function of the time .

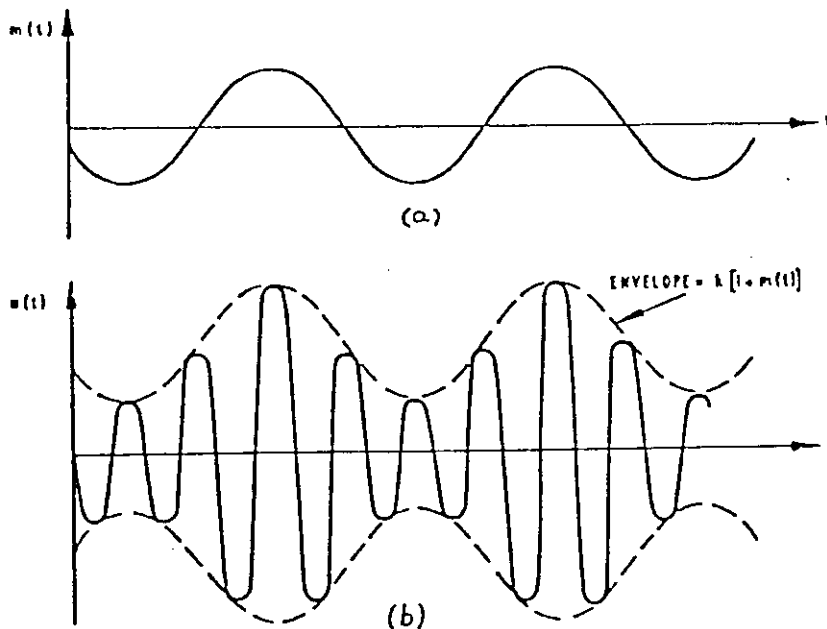


FIG. 1 - Construction of an amplitude modulated signal

- a) Modulating signal  $m(t)$ ,
- b) Modulated signal  $u(t)$ .

The accuracy of the transmission is determined by how accurate the envelope of  $u(t)$  can be transmitted. Therefore an amplitude modulated signal is sensitive to non-linearities and noise of the transmission line, which makes it inappropriate for optical transmission.

## 1.2. Modulation de fréquence (MF)

Une meilleure méthode de modulation pour liaisons optiques est la modulation de fréquence qui peut être représentée par l'expression suivante :

$$u(t) = k \cdot \sin \left\{ 2\pi \cdot \left[ f_0 t + f_d \cdot \int_0^t m(u) du \right] \right\} \quad (E2)$$

En accord avec la formule (1),  $m(u)$  est la fonction temps du signal de modulation et  $k$  une constante qui détermine l'amplitude du signal modulé  $u(t)$ . La fonction fréquence du signal modulé peut être obtenue par dérivation de la phase du signal  $u(t)$  :

$$f(t) = f_0 + f_d \cdot m(t) \quad (E3)$$

Ainsi, la fréquence de  $u(t)$  est linéairement modulée par  $m(t)$  avec le gain  $f_d$  qui détermine la variation de fréquence de  $u(t)$ . Afin d'obtenir une largeur de bande suffisante et une précision dans la transmission, les paramètres  $f_0$  et  $f_d$  doivent être soigneusement choisis. Le rapport entre la fréquence maximale de  $m(t)$  et  $f_d$  appelé indice de modulation, ne doit pas être trop petit parce qu'il donne une étroite bande passante pour la transmission (voir Black 1953). La situation peut, cependant, être améliorée si la fréquence modulée est combinée avec la phase modulée aux fréquences élevée de  $m(t)$ .

Du fait que l'amplitude du signal modulé ne transmet aucune information, la transmission est moins sensible à non-linéarité et au bruit que les signaux en amplitude modulée. Toutefois, afin de réduire la dissipation thermique des diodes laser, émettrices de lumière, des trains d'impulsions de fréquence modulée devraient être utilisés au lieu de la fonction  $u(t)$  [voir méthode PFM].

## 1.3. Modulation de phase ou phase modulée (PM)

La modulation de phase est liée étroitement à la technique de fréquence modulée; les deux se rapportent à une modulation d'angle. En conséquence, l'expression pour un signal de PM a la même forme que pour un signal FM :

$$u(t) = k \cdot \sin (2\omega f_0 t + \varphi_d \cdot m(t)) \quad (E4)$$

$k$  est une constante,  $f_0$  la fréquence du signal modulé et  $\varphi_d$  le coefficient de proportionalité qui détermine la variation de phase pour une valeur donnée de  $m(t)$ .

La technique pure de phase modulée est seulement utilisée avec la transmission de donnée. Pour démoduler le signal modulation de phase, le récepteur doit recevoir le signal porteur avec une phase et une fréquence correcte, autrement la phase modulée ne peut être déterminée avec précision; comme cela a été dit précédemment, la forme sinus du signal transmis n'est pas la meilleure solution dans un système optique. Des trains d'impulsions de phase modulées sont préférables. Dans ce cas la phase peut être déterminée en mesurant la différence de temps entre les impulsions modulées et le train d'impulsions de référence (impulsion pilote). De sorte que cette technique sera identique à celle des impulsions de position modulée qui sera décrite plus tard.

## 2. MÉTHODE DE MODULATION DISCRÈTE

### 2.1. Impulsion d'amplitude modulée (IAM)

Cette technique signifie que la forme sinus du signal AM selon la formule (1) est remplacée par un train d'impulsions de hauteurs modulées. La modulation peut être facilement obtenue par échantillonnage du signal modulateur  $m(t)$  à une cadence constante suivant la figure (2). Les valeurs négatives à donner aux impulsions sont supprimées par addition d'un signal constant déplaçant suffisamment le 0 du signal modulateur  $m(t)$ .

### 1.2. Frequency Modulation (FM)

A better modulation method for optical links is the frequency modulation, which can be described by the following expression :

$$u(t) = k \cdot \sin \left\{ 2\pi \cdot \left[ f_0 t + f_d \int m(u) du \right] \right\} \quad (E2)$$

In agreement with formula (1),  $m(u)$  is the time function of the modulating signal and  $k$  a constant which determines the amplitude of the modulated signal  $u(t)$ . The momentary frequency of the modulated signal can be achieved by derivation of the signal  $u(t)$  :

$$f(t) = f_0 + f_d m(t) \quad (E3)$$

Thus, the frequency of  $u(t)$  is linearly modulated by  $m(t)$  with the gain  $f_d$  which determines the frequency deviation of  $u(t)$ . In order to achieve a sufficient bandwidth and accuracy of the transmission, the parameters  $f_0$  and  $f_d$  must be carefully chosen. Thus, the ratio between the maximum frequency of  $m(t)$  and  $f_d$  called modulation index, may not be too small since this gives a narrow band pass transmission (see Black 1953). The situation can, however, be improved if the frequency modulation is combined with phase modulation at high frequencies of  $m(t)$ .

Since the amplitude of the modulated signal does not carry any information, the transmission is less sensitive to non-linearities and noise than the AM-signal. However, in order to minimise the thermal dissipation of the light emitting diodes or lasers, a FM-pulse train should be used instead of the sine function  $u(t)$ , [see the PFM-method.]

### 1.3. Phase Modulation (PM)

The phase modulation technique is principally closely related to the frequency modulation technique, both referred to as angle modulation. As a consequence the expression for a PM signal has the same features as for a FM (formula 2) :

$$u(t) = k \cdot \sin (2\omega f_0 t + \varphi_d m(t)) \quad (E4)$$

$k$  is an amplitude constant,  $f_0$  the frequency of the modulated signal,  $m(t)$  the modulating signal and  $\varphi_d$  the constant of proportionality which determines the phase deviation for a given value of  $m(t)$ .

The pure phase modulation technique is used only in connection with data transmission. In order to demodulate the PM-signal, the receiver must have access to the carrier signal with correct phase and frequency, otherwise the modulated phase can not be accurately determined. As mentioned earlier, the sine shape of the transmitted signal is not the best alternative in an optical system. Instead, a phase modulated pulse train should be used. In that case the phase can be determined by counting the time difference between the modulated pulses and the reference pulse train (the pilot pulse). However, then the modulation technique will be identical with the pulse position modulation (PPM), which will be described later.

## 2. DISCRETE MODULATION METHODS

### 2.1. Pulse Amplitude Modulation (PAM)

This technique means that the continuous sine shaped AM-signal according to formula (1) is exchanged to a pulse train with modulated pulse height. The modulation can be easily performed by sampling the modulating signal  $m(t)$  with a constant rate according to Figure 2. Negative going pulses are avoided by adding a sufficient offset signal to  $m(t)$ .

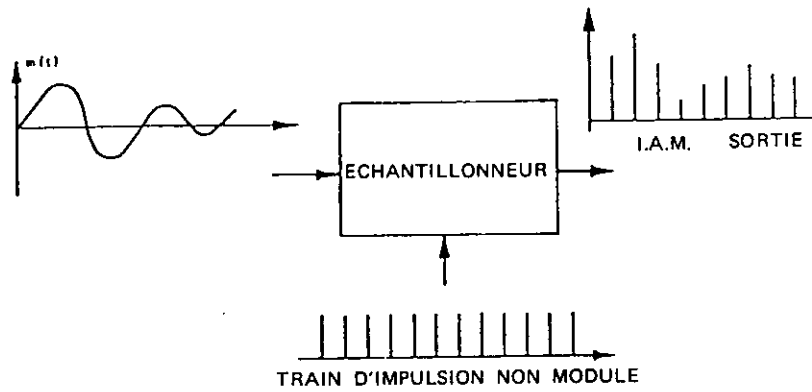


FIG. 2 - Génération d'un signal IAM au moyen d'un circuit d'échantillonnage

Du fait que les intervalles de temps entre les impulsions de ce signal sont constants, différents signaux de même type peuvent aisément être transmis ensemble par multiplexage.

L'amplitude de l'impulsion est modulée soit d'une manière continue (fig. 2) soit tout ou rien (impulsion ou non) ou avec plusieurs niveaux prédéterminés (1/1, 1/2...). Les systèmes IAM avec plusieurs niveaux numériques de modulation sont utilisés dans les transmissions à haut degré d'information numérique, par exemple dans des systèmes de modulation codées d'impulsion.

### 2.2. Impulsion de fréquence modulée (IFM)

Si l'onde sinusoïdale de fréquence modulée définie par l'équation (2) est remplacée par un train d'impulsions de fréquence modulée on obtient une méthode discrète E.F.M. En liaison par voie optique cette méthode est supérieure à la FM du fait que les diodes émettrices ou les lasers alimentés par impulsions doivent dissiper moins d'énergie thermique.

### 2.3. Impulsion de position modulée (IPM)

La technique IPM signifie que la position des impulsions dans un train d'impulsion est modulée par rapport à un train d'impulsions de référence ayant des impulsions à intervalles réguliers. Les impulsions modulées peuvent se présenter soit avant soit après les impulsions de référence comme il est représenté dans la figure 3.

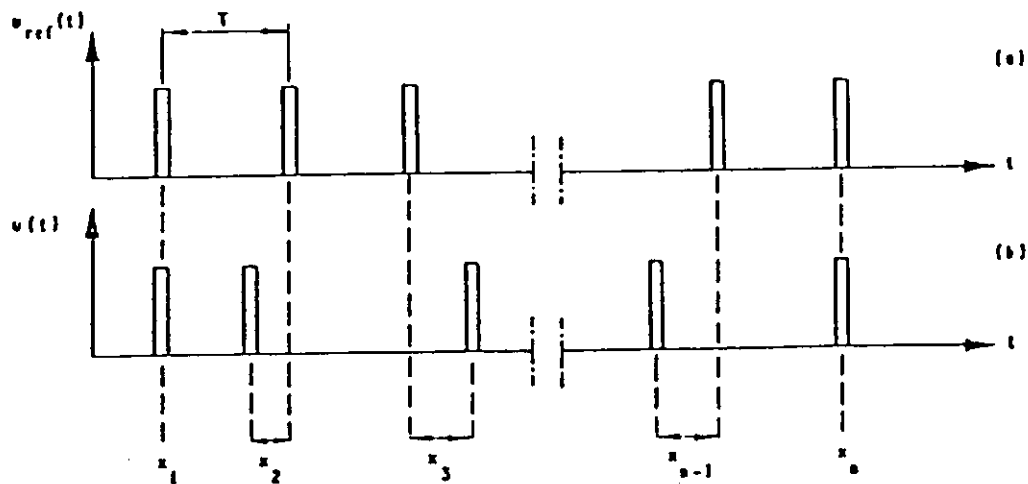


FIG. 3 - Le train d'impulsions de référence  $u_{ref}(t)$  en (a) et le train d'impulsions modulées  $u(t)$  en (b) en fonction du temps dans la méthode IPM.  $x_1, x_2, \dots, x_n$  sont les positions des impulsions du train modulé.

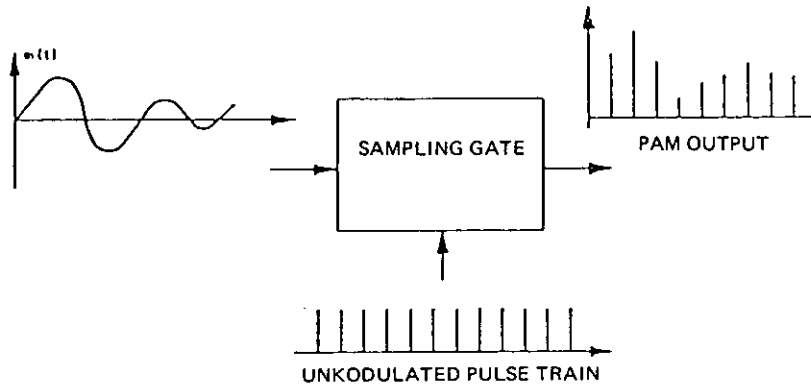


FIG. 2 - Generation of a PAM-signal by means of a sampling circuit

Since the time intervals between the pulses of a PAM-signal are constant, several different PAM-signals can easily be put together to form a time multiplexing.

The pulse amplitude is modulated either continuously (as in Figure 2), bipolar (pulse or no pulse) or with several discrete levels (1/1 pulse, 1/2 pulse, etc.). PAM-systems with several digital modulation levels are used for high rate transmission of digital information, for example in pulse code modulation systems.

### 2.2. Pulse Frequency Modulation (PFM)

If the frequency modulated sine wave described by equation (2) is exchanged to a frequency modulated pulse train, the discrete PFM-method is achieved. In optical communication links, PFM is superior to FM because the emitting diodes or lasers can be pulsed to minimise the thermal dissipation.

### 2.3. Pulse Position Modulation (PPM)

The PPM technique means that the pulse position in a pulse train is modulated in relation to a reference pulse train with constant pulse time intervals. Thereby the modulated pulses may come either before or after the reference pulses as demonstrated in Figure 3.

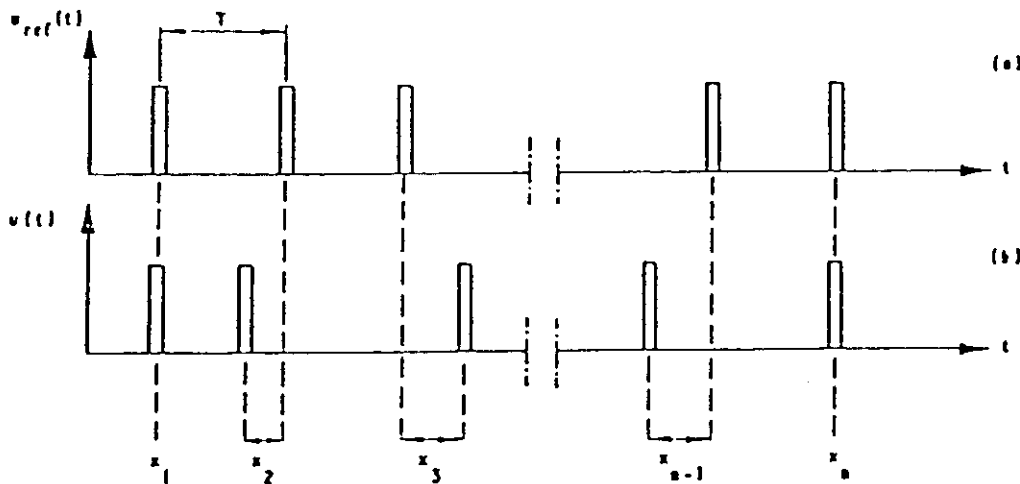


FIG. 3 - The reference pulse train  $u_{ref}(t)$  in (a) and the modulated pulse train  $u(t)$  in (b) as a function of the time for the PPM-method.  $x_1, x_2, \dots, x_n$  are the positions of the modulated pulses train.

La dynamique de la transmission est déterminée par la valeur maximale permise pour  $x_i$ , qui est limitée à la moitié de l'intervalle entre deux impulsions du signal de référence (c'est-à-dire  $T/2$  dans la figure 3). Si cette limite est abaissée par exemple à  $T/4$  ou  $T/8$  ou plus bas, deux, quatre ou plus signaux IPM pourraient être transmis simultanément par multiplexage.

L'IPM devrait être une technique utilisable en transmission optique car elle n'est pas sensible aux variations d'amplitude des impulsions et qu'une diode émettrice de lumière pulsée peut être employée. Cependant, la nécessité d'avoir un système d'impulsion de référence accroît la complexité du système.

#### 2.4. Impulsion de largeur ou durée modulée (IDM)

Les impulsions de durée modulée, contrairement à la technique IPM, sont utilisées sans train d'impulsions de référence comme le montre la figure 4.

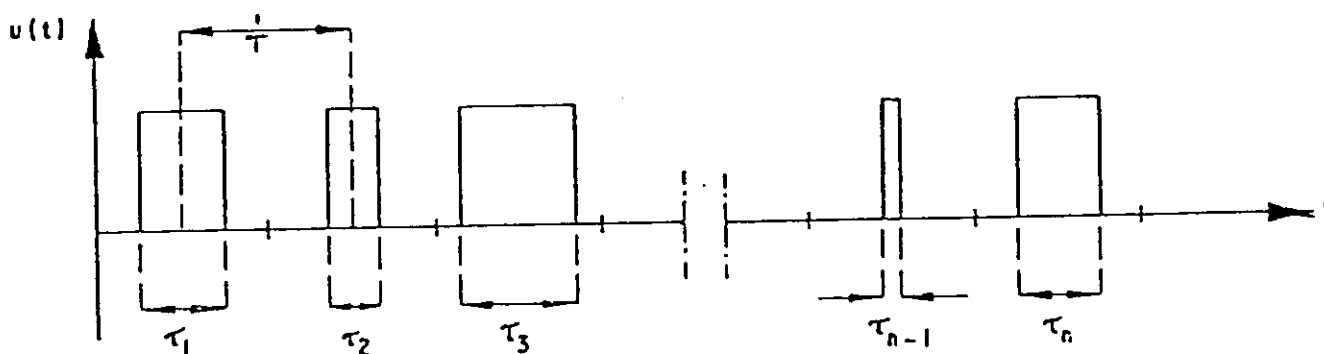


FIG. 4 - Principe de IDM  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  donne la durée d'impulsion des impulsions élémentaires constituant le train.

La dynamique de la transmission est donnée par la valeur maximale de  $\tau$  qui est inférieure ou égale à  $T/2$  de façon à supprimer tout recouvrement entre deux impulsions consécutives. Si cette valeur est plus réduite, un multiplexage peut être utilisé comme pour le cas précédent.

La bande passante d'un signal IDM est déterminée par la pente des flancs de l'impulsion et plus elle est raide, plus la limite supérieure de fréquence sera haute. Dans le même ordre d'idée la bande d'un signal IDM est déterminée par la durée des impulsions : plus elles sont courtes, plus élevée sera la limite supérieure de fréquence.

Pour une transmission optique un système IDM est inférieur à un IPM. La raison de cela est que le IDM ne peut pas utiliser des diodes émettrices (lasers) en lumière pulsée.

#### 2.5. Impulsion/pause modulées I/PM

Dans cette méthode, la durée de l'impulsion et la position sont modulées. Cette modulation suit la loi définie par la formule (5) :

$$\tau_i/T_i = 1/2 + k \cdot m(t_i) \quad (E5)$$

Où  $\tau_i$  est la durée de l'impulsion de rang  $i$ ,  $T_i$  l'intervalle de temps entre l'impulsion de rang  $i$  et  $i + 1$ ,  $k$  une constante et  $m(T)$  la valeur du signal de modulation au temps  $i$ . Les paramètres modulés  $\tau_i$  et  $T_i$  sont représentés à la figure 5 et de cette figure on peut comprendre facilement que  $\tau_i/T_i$  doit être égal à  $1/2$  si  $m(t) = 0$  et comme le montre la formule (5)  $0 < \tau_i/T_i < 1$ .

La précision et la largeur de bande de cette méthode sont déterminées par les temps de montée et de descente des impulsions.

The dynamics of the transmission is determined by the permitted maximum value of  $x_i$ , which is limited to half of the period time of the reference signal, i.e.

$T/2$  according to Figure 3. If this limit is decreased to e.g.

$T/4$ ,  $T/8$  or lower, two, four or more PPM-signals can be transmitted simultaneously by means of time multiplexing.

The PPM should be a possible technique for optical transmission because it is not sensitive to variations of the pulse amplitude and because a pulsed light emitting diode can be used. However, the need of a reference signal increases the system complexity in comparison with e.g. a PFM-system.

#### 2.4. Pulse Duration Modulation (PDM)

The pulse duration modulation can, on the contrary to the PPM-technique, be performed without any reference pulse train, which is evident from Figure 4.

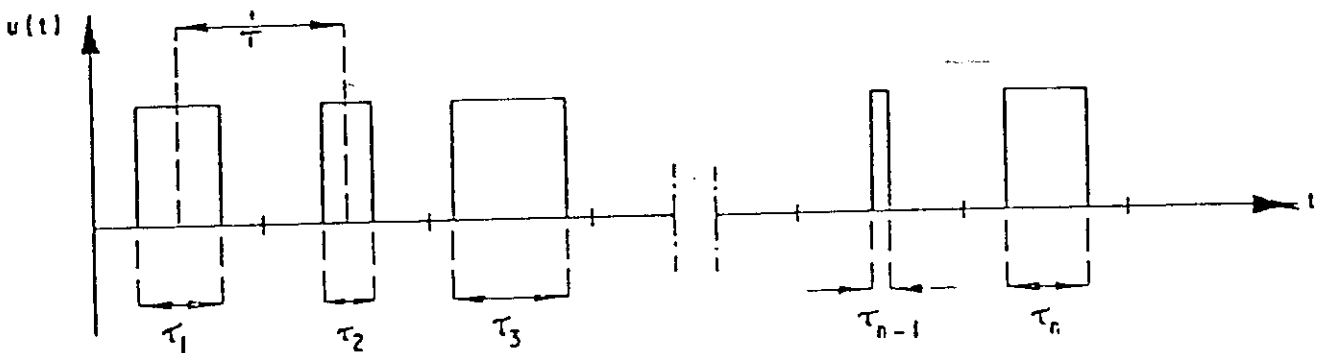


FIG.4. - The principle of PDM :  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$  give the pulse duration of the individual pulses in the pulse train

The dynamics of the transmission is given by the maximum values of  $\tau_i$ , which must be less or equal to  $T/2$  in order to avoid overlapping between two consecutive pulses. If the maximum  $\tau$ -value is decreased, time multiplexing can be made in the same way as for a PPM-transmission.

The bandwidth of a PDM signal is determined by the slope of the pulse flanks and the steeper these are the higher upper frequency limit is. In the same way, the bandwidth of a PDM-signal is determined by the duration of the pulses : the shorter pulses, the higher upper frequency limit.

For optical transmission systems, PDM is inferior to PPM. The reason for this is that the PDM cannot be implemented with pulsed light emitting diodes (lasers).

#### 2.5. Pulse/Pause Modulation (P/PM)

If this method is used, both the pulse duration and the pulse distance are modulated. The modulation follows the rule according to formula (5) :

$$\tau_i/T_i = 1/2 + k \cdot m(t_i) \quad (E5)$$

where  $\tau_i$  is the pulse duration of pulse number  $i$ ,  $T_i$  the time interval between pulse number  $i$  and  $i + 1$ ,  $k$  a constant and  $m(t_i)$  the value of the modulating signal at time  $t_i$ . The modulated parameters  $\tau_i$  and  $T_i$  are depicted in Figure 5 and from this Figure it is easily understood that  $\tau_i/T_i$  should be equal to  $1/2$  when  $m(t_i) = 0$  as shown by formula (5) and that  $0 < \tau_i/T_i < 1$ .

The accuracy and bandwidth of the method are determined by the rise and fall times of the pulses.

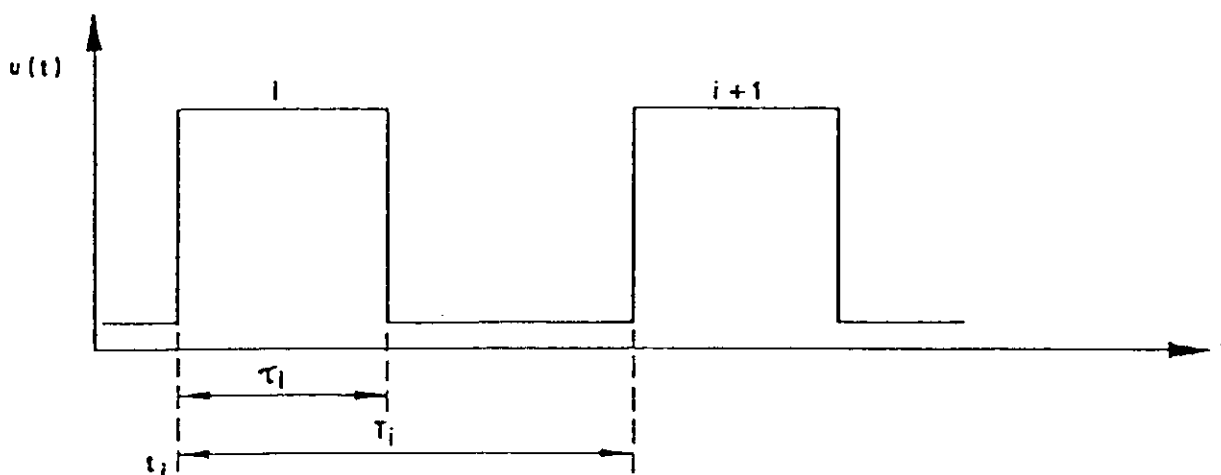


FIG. 5 - Le signal modulé impulsion/pause  $u(t)$  en fonction du temps.  
La valeur du signal de modulation est donnée par les temps  $\tau_i$  et  $T_i$  où  $i$  est le rang de l'impulsion.

### 2.6. Pause modulée

Dans ce cas les intervalles de temps entre deux impulsions consécutives dans un train d'impulsions déterminent la valeur du signal de modulation. Cette méthode est aussi appelée modulation des intervalles d'impulsions. Elle suit la relation suivante :

$$T_i - \tau_i = K_1 [1 + K_2 \cdot m(t)]; \tau_i = \text{const.} \quad (\text{E6})$$

$T_i$ ,  $\tau_i$  et  $m(t)$  sont définis comme précédemment et  $k_1$  et  $k_2$  sont des constantes. La figure 5 peut dans ce cas être aussi utilisée pour décrire le signal modulé.

Du fait que  $\tau_i$  est constant, cette méthode ne donne pas lieu à des déplacements de phase du signal modulé aussi grands que dans la méthode précédente. Malgré tout la largeur de bande exigée sera la même dans les deux cas.

Pour les transmissions optiques, cette méthode ne convient pas car elle exige un niveau moyen du signal élevé. La modulation d'intervalle peut être un meilleur choix si la durée de l'impulsion est courte (voir Ueno, 1975). Cependant, dans ce cas, la modulation de la période peut tout aussi bien être utilisée.

### 2.7. Période (de temps) modulée PTM

En utilisant les paramètres de la figure 5, cette modulation peut être définie par :

$$(\text{E7}) \quad T_i = k_1 [1 + k_2 \cdot m(t)]; \tau_i = \text{const.}$$

ou  $T_i$ ,  $\tau_i$ ,  $m(t)$ ,  $k_1$  et  $k_2$  sont définis comme la pause modulée.

Comme  $T_i$  est déterminé par le temps entre deux fronts de montée positive de l'impulsion, la précision de cette méthode est indépendante des temps de montée et de descente des impulsions.

De ce fait la méthode de période (temps) modulée est meilleure que la méthode impulsions/pause et pause modulée où les mesures de temps doivent être faites entre les flancs de montée et de descente.

Afin de réduire au maximum la largeur de bande d'une transmission à période modulée, le temps d'impulsion  $T_i$  doit être minimisé. Cette demande est parfaitement en accord avec les exigences d'un système optique qui utilise des émetteurs de lumière pulsée.

Comparées avec les méthodes PFM, il y a d'assez fortes différences entre les performances globales que l'on peut obtenir. Si l'une de ces méthodes peut être préférée pour les transmissions optiques cela devrait être la PTM à cause des possibilités des systèmes de démodulation avantageux.

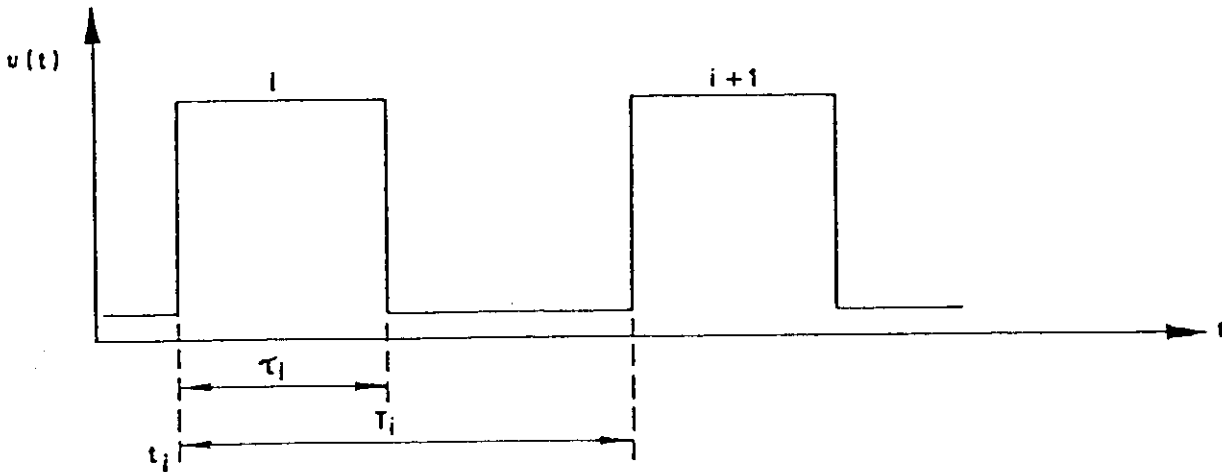


FIG. 5 - The Pulse/Pause modulated signal  $u(t)$  as a function of the time. The value of the modulating signal at time  $\tau_i$  is given by the time intervals  $\tau_i$  and  $T_i$ , where  $i$  is the pulse number.

2.6. Pause Modulation (PIM)

In this case the time intervals between the consecutive pulses in a pulse train determine the value of the modulating signal alone. (The method is also called Pulse Interval Modulation, PIM). Thus the following relation is valid :

$$T_i - \tau_i = K_1 [1 + K_2 \cdot m(t_i)]; \tau_i = \text{const.} \tag{E6}$$

$T_i$ ,  $\tau_i$  and  $m(t_i)$  are defined as for the Pulse/Pause modulation and  $k_1$  and  $k_2$  are constants. Figure 5 can be used also in this case for description of the modulated signal.

Because the pulse duration  $\tau_i$  is constant, this method does not give rise to such big phase shifts of the modulated signal as the pulse/pause modulation. However, the bandwidth demand will be the same for both of the methods.

For optical transmission purposes, Pulse/Pause modulation is not suitable because of the high average signal level. The Pause modulation may be a better choice if the pulse duration is made short (see Ueno, 1975). However, then, the period time modulation described below can be used as well.

2.7. Period Time Modulation (PTM)

Using the parameters of Figure 5, this modulation can be described by :

$$(E7) \quad T_i = k_1 [1 + k_2 \cdot m(t_i)]; \tau_i = \text{const.}$$

Where  $T_i$ ,  $\tau_i$ ,  $m(t_i)$ ,  $k_1$  and  $k_2$  are defined as for the Pause modulation.

Since  $T_i$  is determined by the time distance between two consecutive positive going pulse flanks, the accuracy of this method is not dependent on the rise and fall times of the pulses.

Therefore, Period time modulation is better than Pulse/Pause and Pause modulation, where time measurements must be made between positive and negative going flanks.

In order to achieve maximum bandwidth using the period time modulation, the pulse time  $T_i$  should be minimised. This demand is in agreement with the demands for an optical transmission system, in which pulsed light emitters are used.

Compared with the closely related PFM-method, there is hardly any difference between the overall performance attainable. If any of the methods should be preferred for optical transmission, this should be the PTM because of possibilities to advantageous demodulator constructions.

### 3. MÉTHODES DE MODULATIONS NUMÉRIQUES

#### 3.1. Modulations par Impulsion Codée

Celle-ci est la technique de modulation la plus largement utilisée et en particulier aux réseaux téléphonique, transmission de données, transmission de signal vidéo.

Les principes de cette méthode sont mis en évidence à la figure 6. Le signal de modulation  $m(t)$  est d'abord limité à une largeur de bande  $B$ . Ensuite l'onde de bande limitée est échantillonné à une fréquence  $f_s$  d'au moins  $2B$  Hz. Un tel échantillonnage assure qu'une reconstruction parfaite du signal analogique de bande limitée peut être réalisée à partir du signal échantillonné (Théorème de l'échantillonnage). Après l'échantillonnage, chaque échantillon du signal est quantifié dans un des  $2^n$  niveaux où  $n$  est le nombre de bits du convertisseur analogique.

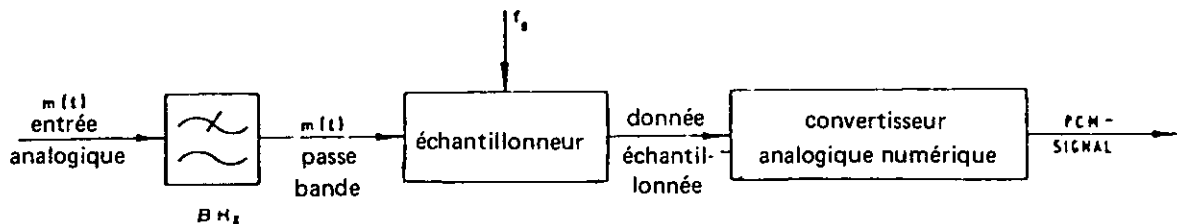


FIG. 6 - Principe d'un générateur par impulsion codée.

Du fait que la fréquence d'échantillonnage est  $f_s$ , et que chaque échantillon contient  $n$  bits, la fréquence du signal de sortie sera  $f_s \times n$  bits/s. Ce signal de sortie peut être transmis selon la méthode RZ ou NRZ. Dans le méthode RZ (retour à zéro) un digit 1 est représenté par le haut niveau de sortie et le digit 0 par le bas niveau. Dans la méthode NRZ (non retour à zéro) le 1 est donné par un niveau changé, alors que 0 correspond à aucun changement dans le niveau de sortie. Les plus faibles changements entre les haut et bas niveau dans la méthode NRZ impliquent de plus faibles exigences sur la largeur de bande. Pour la transmission optique, cependant, la méthode NRZ est moins convenable que la méthode RZ à cause de la plus grande valeur moyenne du signal de sortie, qui augmente la puissance dissipée par la diode émettrice de lumière. A la place des méthodes RZ ou NRZ, n'importe quelle méthode de modulation discrète décrite précédemment peut être employée, en principe, pour transmettre chaque bit des signaux codés de modulation d'impulsion codée. Par exemple, IPM peut être utilisé de telle sorte que 1 corresponde à une impulsion en avance et 0 à une impulsion en retard.

En conséquence, cette méthode peut être considérée comme une méthode de codage de signal qui, avec une modulation à deux étages, forme une technique de modulation effective.

Les avantages d'utilisation d'un signal codé numériquement sont entre autres rudesse, précision, régénération du signal efficace, présentation uniforme avec les techniques de calculateurs où autre circuit numérique et décodage facile. Le coût de ces avantages est la nécessité d'une largeur de bande accrue par rapport aux modulations analogiques.

Dans sa plus simple forme, la quantification linéaire est réalisée selon la figure 7. Ici le signal quantifié est divisé en  $(2^n - 1)$  bits égaux pour former les niveaux de sortie codée en linéaire.

Si on désire accroître l'amplitude du signal sans augmenter le nombre total de niveau de quantification on peut adopter une quantification non linéaire comme indiqué en figure 8.

Ici l'amplitude du signal filtre de modulation  $m'(t)$  est comprimé ce qui signifie que le pas de quantification augmente en dimensions lorsque  $m'(t)$  l'éloigne du centre de quantification.

### 3. DIGITAL MODULATION METHODS

#### 3.1. Pulse Code Modulation (PCM)

This is the most widely used modulation technique and the PCM-method is applied to telephone networks, data communication and video signal transmission.

The principles of the PCM-method are evident from Figure 6. The modulating signal  $m(t)$  is at first band-limited to a bandwidth  $B$ . Then the band-limited waveform is sampled with a frequency  $f_s$  of at least  $2B$  Hz. Such a sampling ensures that a perfect reconstruction of the band-limited analogue signal can later be made from the sampled signal (the sampling theorem). After the sampling, each signal sample is quantized into one of  $2^n$  levels, where  $n$  is the number of bits of the analogue to digital converter.

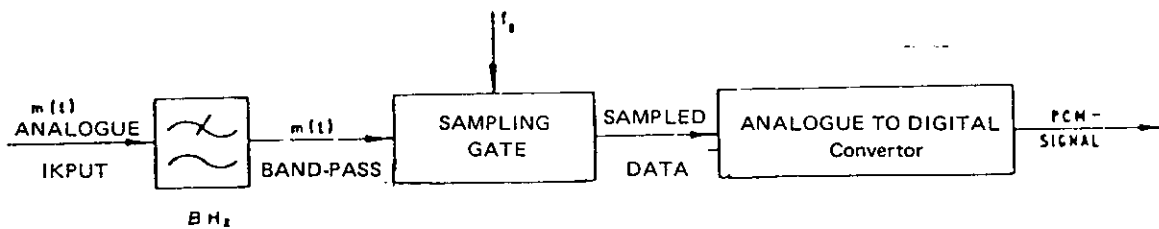


FIG. 6. - Basic arrangement of generating a Pulse Code Modulation (PCM) Signal

Because the sampling frequency is  $f_s$  Hz and each sample contains  $n$  bits, the frequency of the serial output information will be  $f_s \times n$  bits/second. This output signal may be transmitted according to RZ - or NRZ - method. In the RZ-method (return to zero) a digital 1 is represented by a high output level and a digital 0 by a low output level. In the NRZ-method (no return to zero), 1 is given by a level shift while 0 corresponds to no change of the output level. The fewer changes between a high and a low level in the NRZ-method implies a smaller bandwidth demand. For optical transmission, however, the NRZ-method is less suitable than RZ because of a higher average signal value, which increases the power dissipation of the light emitting diodes. Instead of the RZ or NRZ methods, any of the discrete modulation methods described earlier can, in principle, be used to transmit each bit of the PCM-coded signal. As an example, PPM can be used in such a way that a logic 1 corresponds to an advanced pulse and a logic 0 to a delayed pulse.

Consequently, the PCM-method can be looked upon as a signal coding method, which together with a two state modulation method, forms an effective modulation technique.

The advantages of using a digitally coded signal are among others: ruggedness, accuracy, efficient signal regeneration, uniform format which fits computers and other digital circuits and easy decoding. The price paid for these benefits is the need of increased bandwidth compared with analogue modulation.

In the simplest form of PCM, linear quantization is performed according to Figure 7. Here, the quantized signal range is divided into  $(2^n - 1)$  equal bits in order to form the binary coded output levels.

If an increased signal amplitude range is desired without increasing the total number of quantization levels, and hence the needed bit rate, one can adopt a non uniform quantization as demonstrated in Figure 8.

Here, the amplitude of the filtered modulating signal  $m'(t)$  is compressed, which means that the quantization step size increases when  $m'(t)$  goes away from the centre of the quantizer.

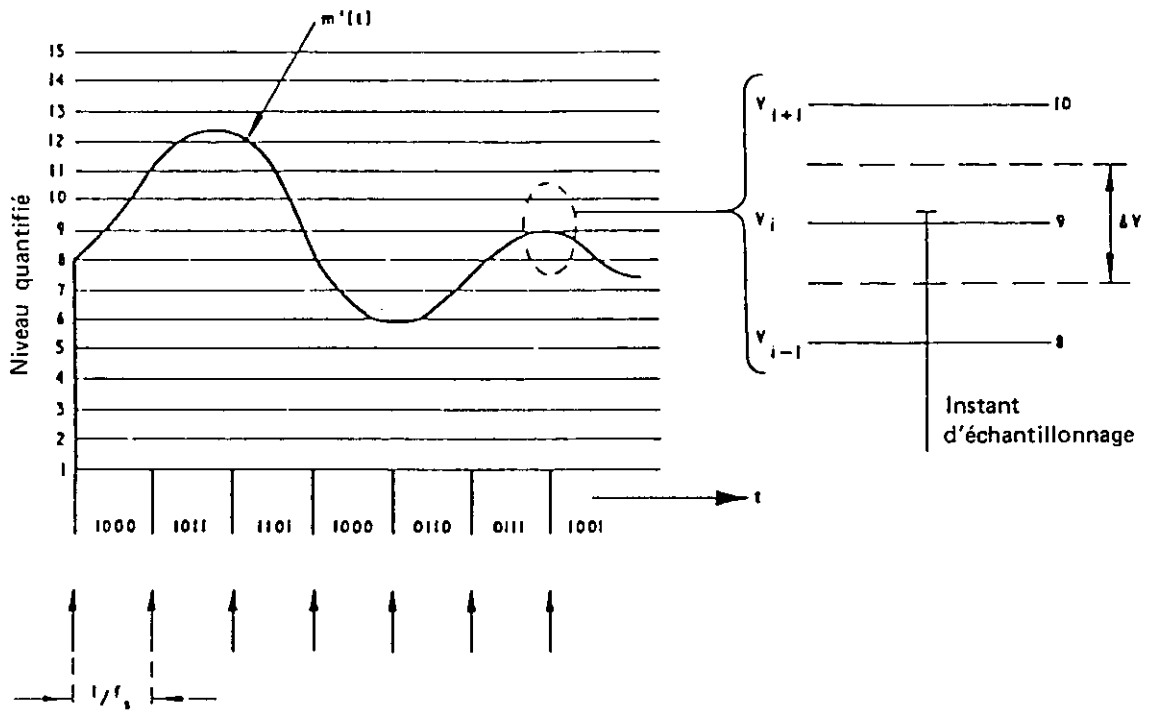


FIG. 7 - Quantification uniforme du signal filtre de modulation  $m'(t)$ . La fréquence d'échantillonnage  $f_s$  est la conséquence de l'intervalle d'échantillonnage  $1/f_s$ . Les niveaux quantifiés  $V_i$  sont équidistants et repérés 1-15 selon le code binaire (001-1111). L'erreur de quantification est donnée par  $\pm \Delta V/2$ .

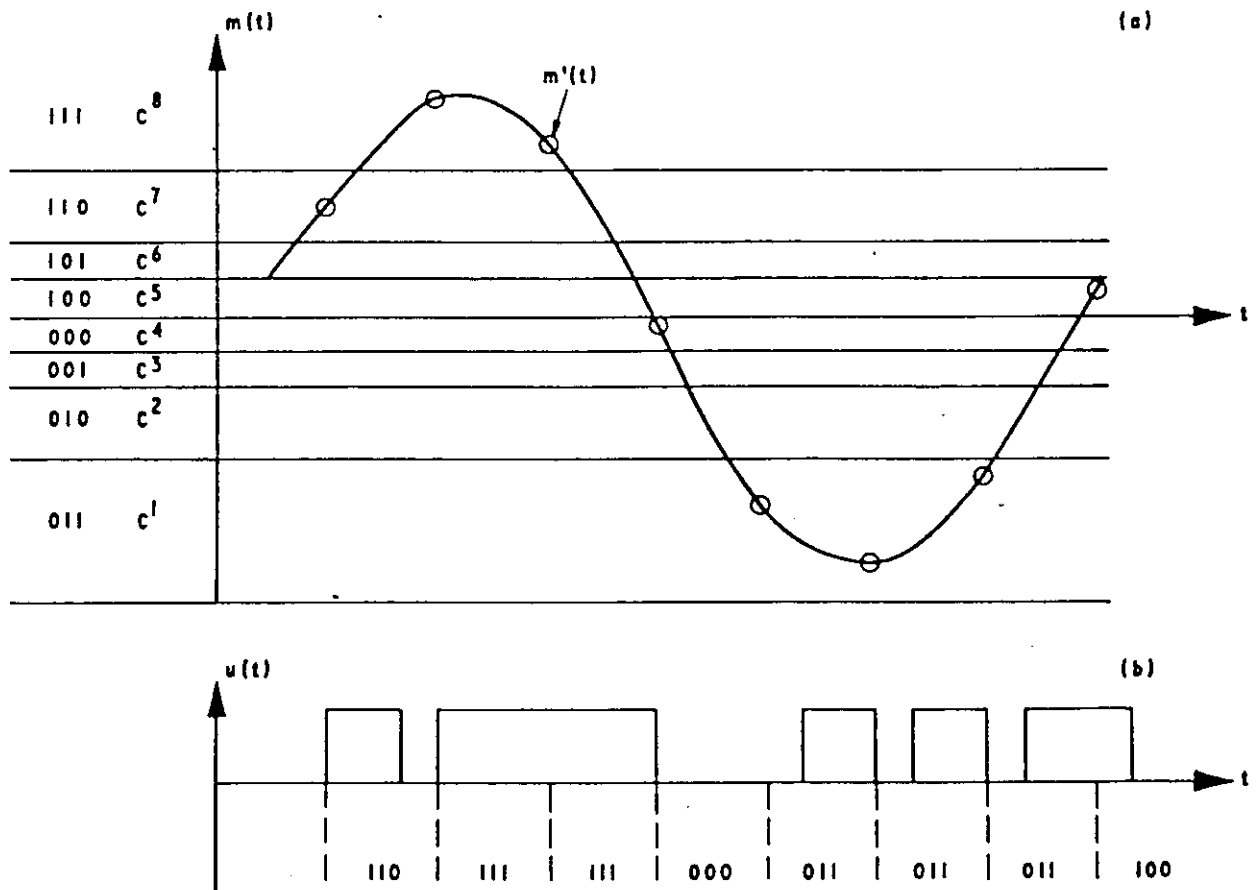


FIG. 8 - Quantification non uniforme. Le code linéaire à gauche en (a) définit les niveaux de sortie quantifiés  $C^1 - C^8$ . Le centre du quantificateur est situé entre  $C^4$  et  $C^5$  et les pas de cette quantification s'accroissent pour des variations positives et négatives à partir de ce niveau. (b) montre le signal modulé généré dans le mode RZ.

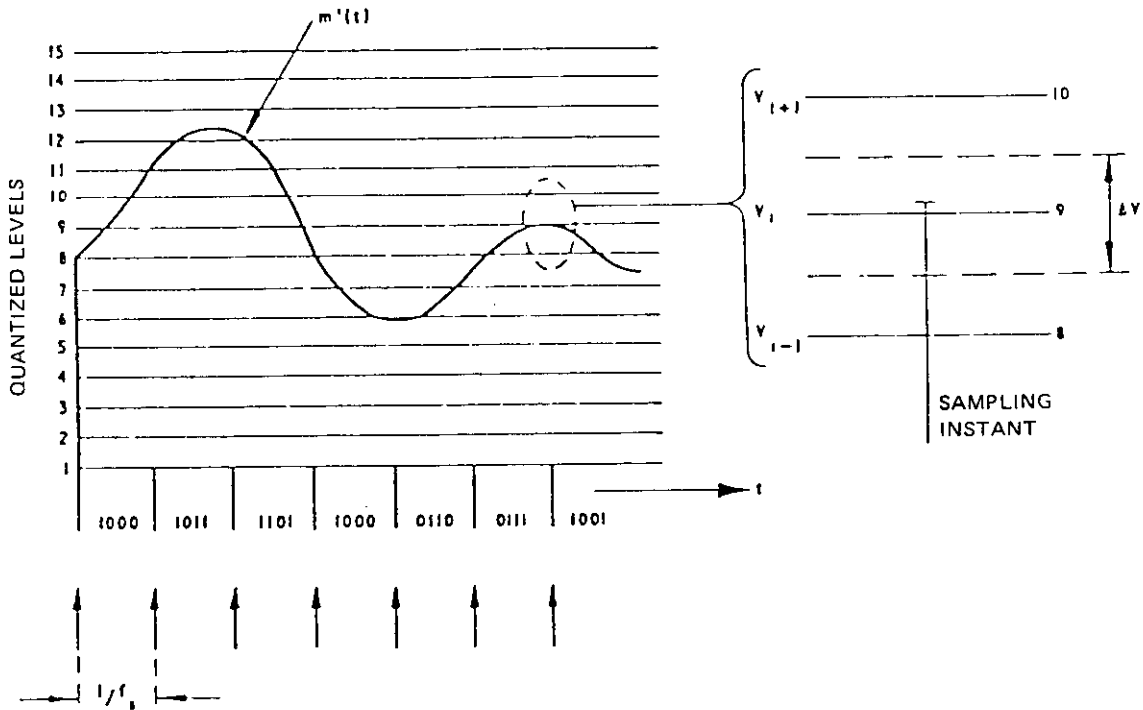


FIG. 7. - Uniform quantization of the filtered modulating signal  $m'(t)$ . The sampling frequency is  $f_s$  and consequently the sampling interval  $1/f_s$ . The quantized levels  $V_i$  are equidistant and denoted 1-15 according to their binary code (001-1111). The quantization error is given by  $\pm \Delta V/2$ .

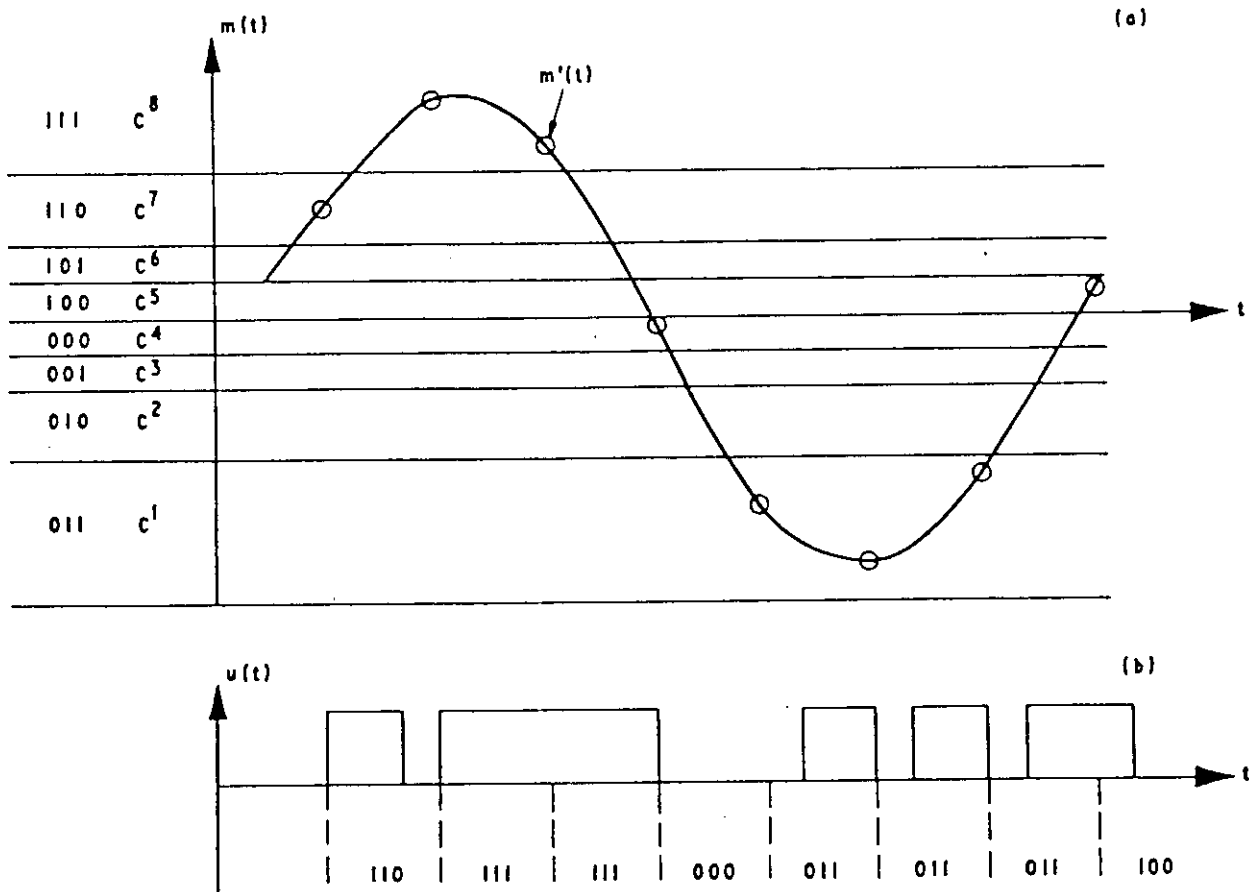


FIG. 8. - Non-uniform quantization. The binary code to the left in (a) defines the quantized output levels  $C^1 - C^8$ . The centre of the quantizer is located between  $C^4$  and  $C^5$  and the quantization step is increased for negative and positive deviations from this level. (b) shows the PCM-signal generated by the quantizer in the RZ-mode.

Habituellement il est fait une compression logarithmique du signal qui donne une relation selon la figure 9(a) entre l'amplitude du signal modulé et du signal de modulation. Pour reconstituer le signal de modulation le démodulateur doit être équipé d'un élément extenseur selon figure 9(b). Cet élément reconstruit le signal de modulation d'origine.

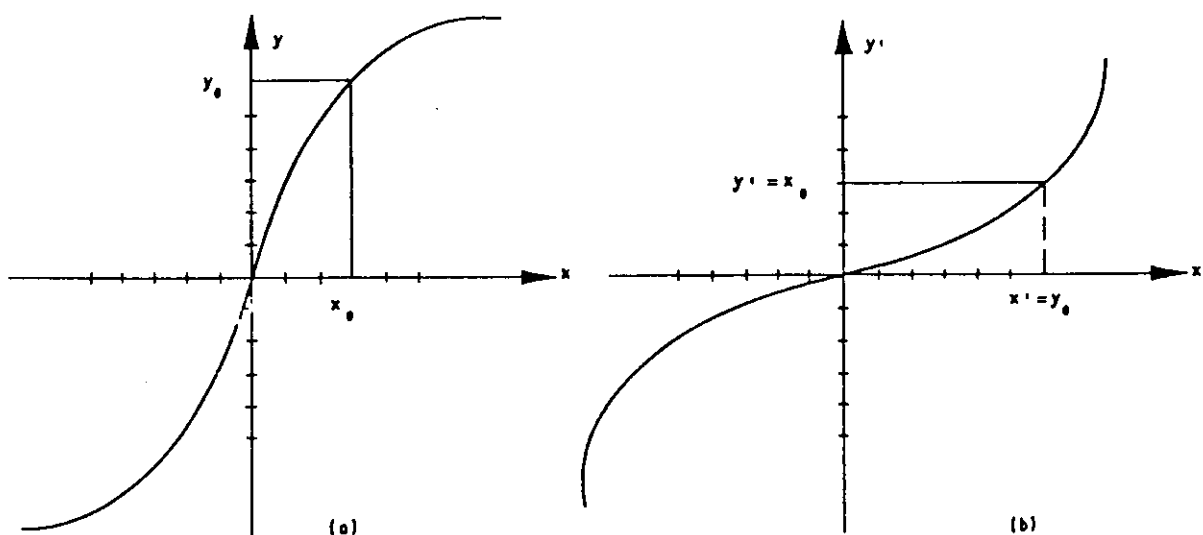


FIG. 9 - La fonction logarithmique de compression (a) et la fonction correspondante d'expansion (b) pour quantification non linéaire. Le signal de modulation filtré est appliqué sur l'axe des x de (a), le signal quantifié est obtenu sur l'axe des y de (a) et transmis à l'axe x' de (b) où la valeur originale  $x_0$  est reconstituée sur l'axe des y' de (b).

La quantification non uniforme est principalement utilisée pour les transmissions téléphoniques où le quantificateur peut tenir compte des excursions en fréquences possibles du signal de la parole dans des domaines de relativement larges amplitudes. Pour une transmission téléphonique un quantificateur non uniforme de 7 bits linéaires donnera la même performance qu'un autre de 11 bits linéaires. Des caractéristiques de transmission encore meilleures peuvent être obtenues si un quantificateur adaptateur est utilisé. L'idée de celui-ci est de travailler avec un quantificateur linéaire habituel et de modifier la dimension de ses pas par un facteur dépendant de la connaissance de signal quantifié dépendant des échantillons précédents. Dans sa plus simple forme cet appareil fonctionne avec une mémoire à un mot pour la valeur du dernier échantillon précédent.

### 3.2. Modulation par impulsion/code différentielle

Si la parole est échantillonnée avec la relation de Nyquist ( $f_s = 2B$ ) la corrélation entre deux échantillons successifs est si grande que la variance de la différence entre deux échantillons successifs est plus petite que la variance de la parole elle-même. La même condition est trouvée pour la transmission d'image où les éléments voisins dans une image sont fortement corrélés les uns aux autres. Le même résultat de ceci est qu'il est avantageux de quantifier les différences au moyen de la modulation d'impulsion différentielle codée à la place des valeurs momentanées du signal comme dans le cas précédent. Dans ce cas, la bande passante requise sur la ligne de transmission est plus faible pour une valeur donnée du rapport signal/bruit. La méthode de génération de ce signal codé est mis en évidence dans la figure 10.

L'intégration dans la boucle de réaction assure que les erreurs de quantification ne sont pas cumulées lorsque le signal est décodé et intégré dans le démodulateur. Sans la réaction, une intégration des différences quantifiées entre échantillonnages successifs conduirait à une erreur de quantification croissante avec le temps.

Usually a logarithmic signal compression is made, which gives the relationship according to figure 9 (a) between the amplitude of the modulating signal and the quantizer output. In order to regenerate the modulating signal, the demodulator must be equipped with an expander according to Figure 9 (b). The expander reconstructs the original modulating signal from the quantized signal.

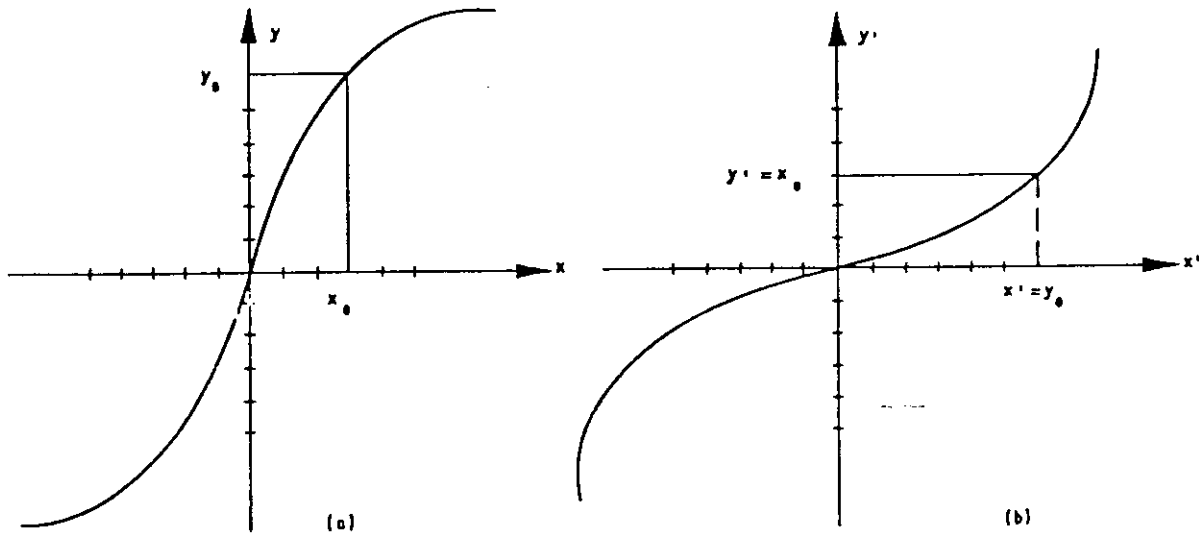


FIG. 9. - The logarithmic compressor function (a) and the corresponding expander function (b) for non-uniform quantization. The filtered modulating signal is applied on the x-axis of (a), the quantized signal is achieved on the Y-axis of (a) and transmitted to the x' on (b), after which the original value  $x_0$  can be reconstructed on the y' of (b).

Non-uniform quantization is mostly used for telephone transmission, whereby the quantizer can take care of possible excursions of the speech signal into the relatively infrequent large amplitude ranges. For a telephone transmission a non-uniform quantizer. Still better transmission characteristics can be achieved if an adaptive quantizer is used (APCM). The idea of this is to work with a usual uniform quantizer but to modify its step size by a factor depending on the knowledge of the quantized signal of the previous samples. In its simplest form, the APCM operates with a one-word memory for the last sample value.

### 3.2. Differential Pulse-Code Modulation (DPCM)

If speech is sampled with the Nyquist rate ( $f_s = 2B$ ), the correlation between successive samples is so big that the variance of the difference between successive samples is smaller than the variance of the speech itself. The same conditions are found for picture transmission, where adjacent picture elements are strongly correlated to each other. As a result, it is advantageous to quantize the differences by means of the differential pulse-code modulation instead of the momentaneous signal values as for normal PCM. Thereby, the bandwidth demand on the transmission line is reduced for a given value of the signal to noise ratio. The procedure to generate a DPCM-signal is evident from Figure 10.

The feedback integration ensures that quantizing errors are not accumulated when the DPCM-signal is decoded and integrated in the demodulator. Without the feed back, an integration of the quantized differences between successive samples would lead to an increasing quantization error with time.

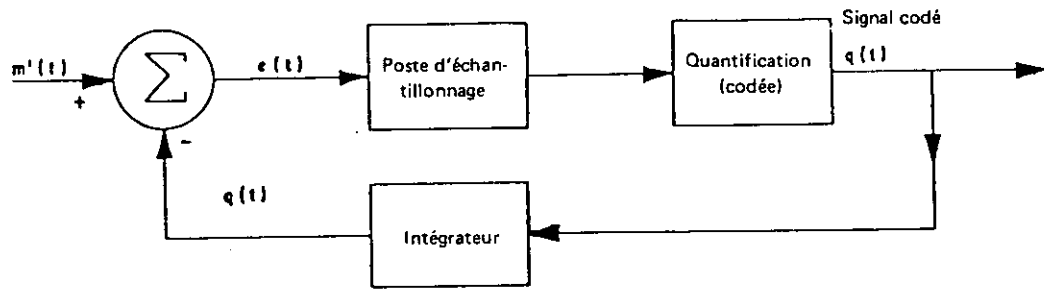


FIG. 10 - Le principe de la modulation par impulsion codée différentielle  $m'(t)$  est le signal modulé et  $e(t)$  la différence entre le signal et l'intégrale du signal quantifié  $q(t)$ .

Comme la technique précédente, cette technique aussi peut être modifiée par une quantification adaptée. Toutefois, cette méthode est d'une manière marginale meilleure que la méthode précédente. Pour la transmission téléphonique une modulation par impulsion codée différentielle adaptée, utilisant des codeurs adaptés, peut être utile. Alors les paramètres de quantification sont adaptés au spectre du signal vocal. Pour les transmissions optiques la méthode impulsion codée différentielle peut être une technique utilisable en dépit de la complexité du système (Ueno 1975).

Cette méthode comme la précédente convient pour le multiplexage dans le temps et en Europe un système normalisé avec 30 canaux a été développé.

### 3.3. Modulation delta MD

Une forme spéciale de la méthode précédente est la modulation delta. La différence entre cette méthode et la précédente est qu'elle réduit à 1 bit seulement la différence entre deux échantillons successifs alors que la méthode différentielle précédente quantifiait à  $n$  bits. La modulation delta peut s'expliquer par la figure 10 mais pour plus de clarté, la figure 11 sera utilisée dans la description qui suit.

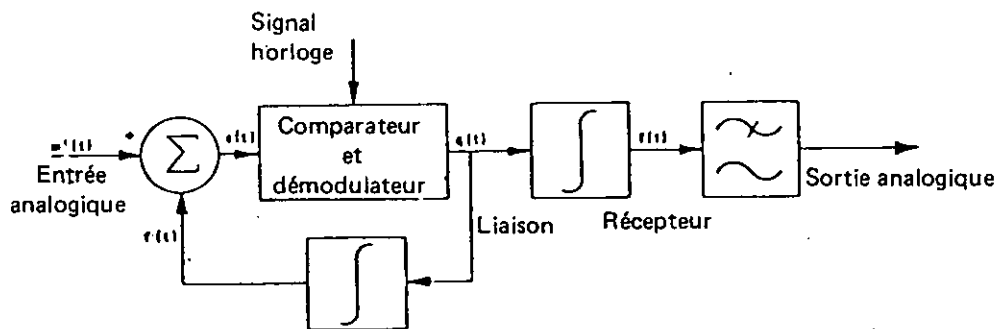


FIG. 11 - Modulation delta avec simple intégration.

Le signal filtré de modulation  $m'(t)$  est comparé au signal  $f(t)$  qui est l'intégrale de la sortie du comparateur modulateur. Si  $m'(t)$  est plus grande que  $f(t)$  la sortie du comparateur devient positive et lorsque l'impulsion d'échantillonnage de l'horloge a lieu (fréquence  $f_e$  qui doit être bien supérieure à la fréquence de Nyquist), une impulsion positive de sortie est délivrée par le modulateur. Cette impulsion positive est intégrée par l'intégrateur de la boucle de réaction et, de ce fait,  $f(t)$  augmentera d'1 unité et s'approchera de la valeur de  $m'(t)$ . Si  $m'$  décroît en dessous de  $f(t)$  une impulsion négative sera délivrée de la même manière et  $f(t)$  décroîtra d'1 unité. Ainsi,  $f(t)$  suivra  $m'(t)$  et  $e(t)$ , c'est-à-dire que le signal d'erreur sert à créer le train d'impulsions de sortie. Grâce à l'intégrateur de réaction les erreurs de quantification du comparateur ne sont pas cumulées et de ce fait le signal de modulation peut être reconstruit avec précision dans le récepteur par l'intégration du train d'impulsions transmis. On remarque que l'intégrale du train d'impulsions est  $f(t)$  mais, du fait de l'intégration dans la boucle de réaction dans le transmetteur,  $f(t)$  est très proche de  $m'(t)$ .

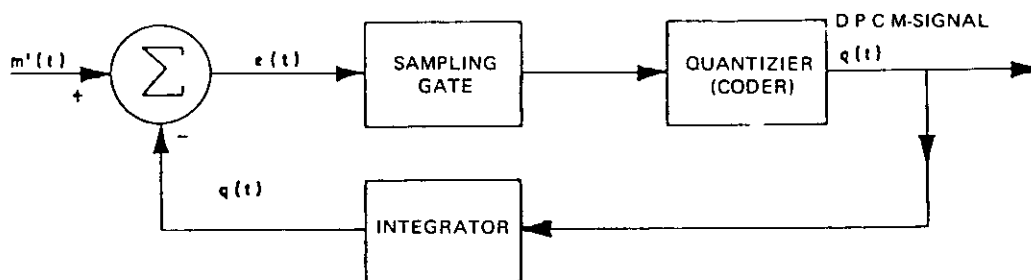


FIG. 10. - The principle of DPCM  $m'(t)$  is the modulating signal and  $e(t)$  the difference between this signal and the integral of the quantized signal  $q(t)$ .

In accordance with the PCM-technique, also the DPCM-technique can be improved by adaptive quantization (ADPCM). However, ADPCM is only marginally better than APCM. For telephone transmission, and ADPCM using adaptive predictors can be useful. Then the quantization parameters are adapted to the spectral properties of the speech signal.

For optical transmission, DPCM should be an effective technique in spite of the system complexity. An alternative to DPCM is DPPM (differential pulse position modulation) which has actually been used in optical fibre communication systems (Ueno, 1975).

PCM as well as DPCM are suitable for time multiplexing and in Europe a standardized system with 30 channels has been developed.

### 3.3. Delta Modulation (DM)

A special form of differential pulse code modulation is the delta modulation. The difference between DM and DPCM is that DM makes only a 1-bit quantization of the difference between two consecutive samples while DPCM makes a  $n$ -bits quantization. Thus, DM can be explained by Figure 10 in the previous section, but for the sake of clarity, Figure 11 will be used for the following description.

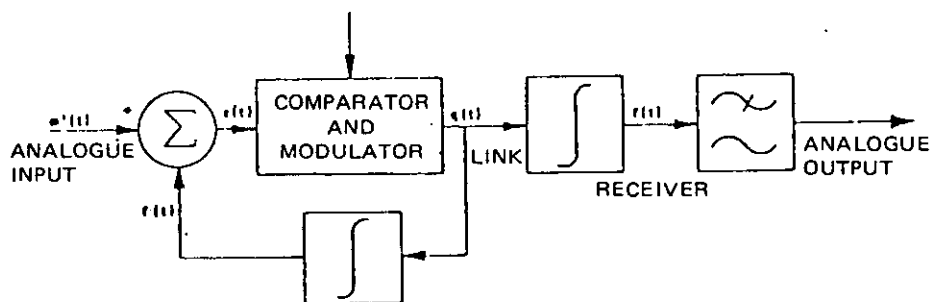


FIG. 11. - Delta modulation with single integration

The filtered modulating signal  $m'(t)$  is compared with a signal  $f(t)$ , which is the integral of the comparator and modulator output. If  $m'(t)$  is bigger than  $f(t)$ , the comparator output goes positive and when the next sampling clock pulse arrives (frequency  $f_s$ , which must be much higher than the Nyquist frequency), a positive output pulse is delivered from the modulator. This positive pulse is integrated by the feedback integrator and as a result,  $f(t)$  will increase by 1 unit and approach the value of  $m'(t)$ . If  $m'$  decreases below  $f(t)$ , a negative pulse will be delivered in the same manner and  $f(t)$  will decrease by one unit. Thus,  $f(t)$  follows  $m'(t)$  and  $e(t)$ , i.e. the error signal, is used to create the output pulse train. Thanks to the feedback integrator, quantization errors of the comparator are not accumulated, and therefore the modulating signal can be accurately reconstructed in the receiver by integration of the transmitted pulse train. Let us note that the integral of the pulse train is  $f(t)$ , but because of the feedback integration in the transmitter  $f(t)$  is kept close to  $m'(t)$ .

Les formes d'onde pour un codeur delta à simple intégration sont présentées dans la figure 12. Deux types d'erreurs différents peuvent survenir, ils sont tous les deux représentés dans la figure 12. Si la pente du signal est trop forte, le signal reconstruit  $f(t)$  ne peut pas suivre longtemps le signal de modulation  $m'(t)$  et un taux d'erreurs de retard apparaît. En outre, la quantification donne naissance à une erreur dite « granulaire » et il est facile de voir qu'une diminution de la hauteur du pas de quantification diminue la « granularité » mais augmente simultanément l'erreur de retard. Cette situation peut être améliorée par l'utilisation d'une double intégration. Alors, le taux d'erreur sera dû à la dérivée seconde de  $m'(t)$  et non à la dérivée première, comme pour une simple intégration. Simultanément  $f(t)$  aura une allure beaucoup plus lisse et le bruit « granulaire » plus petit. Cependant des problèmes de stabilité peuvent facilement apparaître dans la boucle de réaction du transmetteur et en conséquence on utilise fréquemment une combinaison de simple et double intégration.

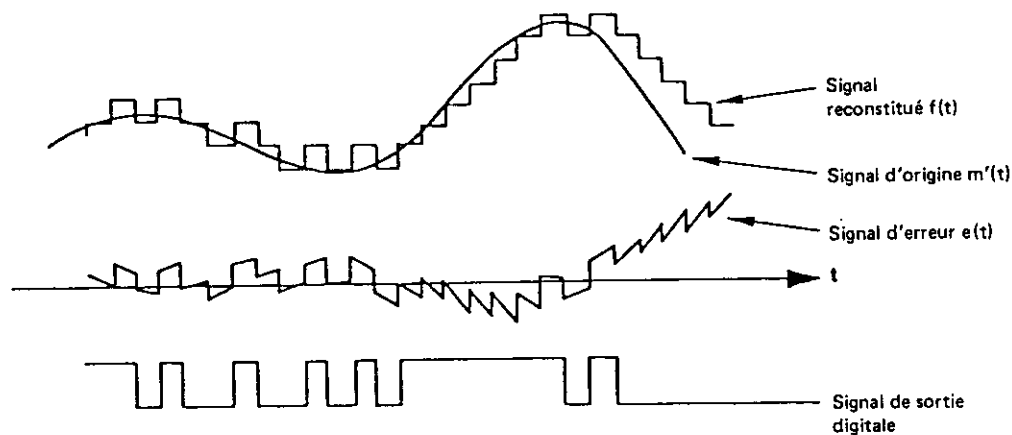


FIG. 12 - Forme d'onde d'une modulation delta avec simple intégration.

La méthode delta est sous bien des rapports inférieure à la méthode de modulation par impulsion codée. Le plus important est la faiblesse de la dynamique. Cependant cette situation change avec la méthode delta adaptée.

Il est possible d'améliorer la dynamique de la modulation delta en utilisant les méthodes d'adaptation. La règle la plus simple d'adaptation est de doubler la dimension du pas de quantification lorsque deux valeurs binaires apparaissent consécutivement à la sortie du codeur et de le diviser par deux après chaque transition binaire. Cette méthode est appelée modulation delta de grande information. Une technique d'adaptation encore plus élaborée est appelée modulation continue delta. Elle consiste à faire varier continuellement le pas de quantification. Dans cette méthode la hauteur du pas est déterminée à la fois par la pente du signal de modulation et la proximité du niveau de surcharge. Des expériences sur ce type de modulation adaptée montrent que dans une transmission téléphonique utilisant ces méthodes a une capacité moitié de celle d'un système de modulation d'impulsions codées.

#### 4. BIBLIOGRAPHIE

- [1] Bells J.A., Signal Processing, Modulation and Noise, Unibooks.
- [2] Black H.S., Modulation Theory « Princeton » N.J. Van Nostrand, 1953.
- [3] Cattermale K.W., Principles of Pulse Code Modulation, ILIFE Books Ltd., 1969.
- [4] Javid and Brenner, Analysis, Transmission and Filtering of Signals, Mc Graw-Hill.
- [5] Jayant N.S., Digital Coding of Speech Wave Forms, PCM, DPCM and DM Quantizers, *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 611-632, 1974.
- [6] Schindler H.R., Delta Modulation, *IEEE Spectrum*, Oct. 1970.
- [7] Ueno Y., Kajitani M., Tsukada K. and Schimzer M., Optical Fibre Communication System Using Differential Pulse Position Modulation, *ICC*, San Francisco, 1975.
- [8] Ueno Y., Ohgushi Y. and Yasugi T., An Optical Fibre Cable Communication System Using Pulse Interval Modulation, *IEEE Optical Fibre Communication*, Sept. 1975.

The waveforms for the delta coder with single integration are shown in Figure 12. Two different types of errors can arise, both of which are represented in the figure. If the slope of the signal is too big, the reconstructed signal  $f(t)$  can no longer follow the modulating signal  $m'(t)$ , and a slow rate error is achieved. Moreover, the quantization gives rise to a so-called granular error and it is easy to realise that a decreased quantization step gives a decreased granularity but simultaneously an increased slow rate error. This situation can be improved if a double integration is performed instead. Then, the slow rate error will be caused by the second derivative of  $m'(t)$  and not by the first derivative as for a single integration. Simultaneously  $f(t)$  will be much smoother and the granular noise smaller. However, stability problems can easily arise in the feedback loop of the transmitter and therefore a combination of single and double integration is more often used.

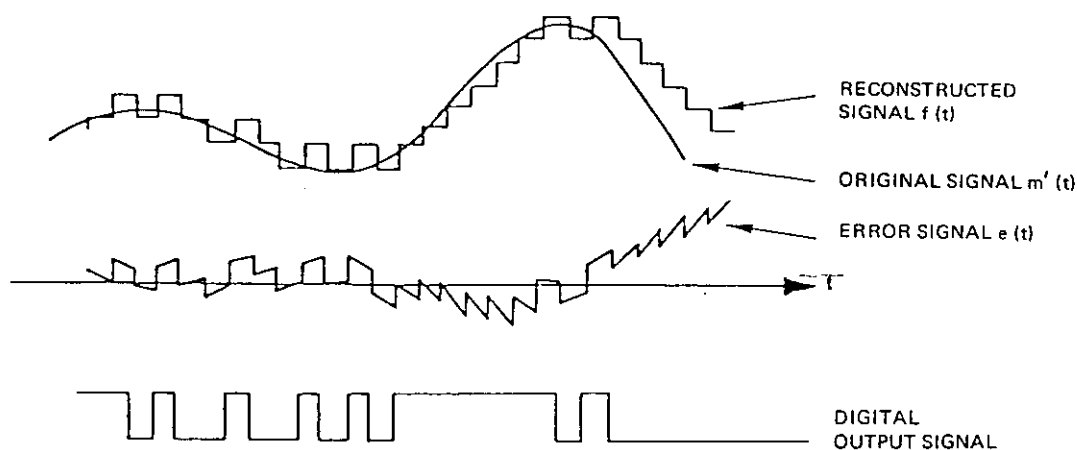


FIG. 12. - Waveforms of a delta modulator with single integration

The DM-method is in many aspects inferior to the PCM-method. The main drawback is the poor dynamic range of DM compared with PCM. However, this situation changed when adaptive DM (ADM) appeared.

As in PCM and DPCM, it is possible to improve the dynamic range of DM by the use of adaptive techniques. The simplest adaption rule is to double the size of the quantization step whenever two identical consecutive binary values appear at the coder output and to divide the step size in half after each transition from one binary value to another. This method is called high information delta modulation (HIDM). A more sophisticated adaptive technique is the so-called continuous delta modulation (CDM), wherein the quantization step is varied continuously. Using this method, the step height is determined by both the slope of the modulating signal and the proximity to the overload level. Experiences from this type of ADM show that a telephone transmission using ADM has about half the capacity of a corresponding PCM-system.

#### 4. REFERENCES

- [1] Bells J.A., Signal Processing, Modulation and Noise, Unibooks.
- [2] Black H.S., Modulation Theory Princeton N.J. Van Nostrand, 1953.
- [3] Cattermale K.W., Principles of Pulse Code Modulation, ILIFE Books Ltd., 1969.
- [4] Javid and Brenner, Analysis, Transmission and Filtering of Signals, Mc Graw-Hill.
- [5] Jayant N.S., Digital Coding of Speech Wave Forms, PCM, DPCM and DM Quantizers, Proc. IEEE, vol. 62, pp. 611-632, 1974.
- [6] Schindler H.R., Delta Modulation, IEEE Spectrum, Oct. 1970.
- [7] Ueno Y., Kajitani M., Tsukada K. and Schimizer M., Optical Fibre Communication System Using Differential Pulse Position Modulation, ICC, San Francisco, 1975.
- [8] Ueno Y., Ohgushi Y. and Yasugi T., An Optical Fibre Cable Communication System Using Pulse Interval Modulation, IEEE Optical Fibre Communication, Sept. 1975.

Le CIGRÉ a apporté le plus grand soin à la réalisation de cette brochure thématique numérique afin de vous fournir une information complète et fiable.

Cependant, le CIGRÉ ne pourra en aucun cas être tenu responsable des préjudices ou dommages de quelque nature que ce soit pouvant résulter d'une mauvaise utilisation des informations contenues dans cette brochure.

Publié par le CIGRÉ  
21, rue d'Artois  
FR-75 008 PARIS  
Tél. : +33 1 53 89 12 90  
Fax : +33 1 53 89 12 99

**Copyright © 2000**

Tous droits de diffusion, de traduction et de reproduction réservés pour tous pays.

Toute reproduction, même partielle, par quelque procédé que ce soit, est interdite sans autorisation préalable. Cette interdiction ne peut s'appliquer à l'utilisateur personne physique ayant acheté ce document pour l'impression dudit document à des fins strictement personnelles.

Pour toute utilisation collective, prière de nous contacter à [sales-meetings@cigre.org](mailto:sales-meetings@cigre.org)

*The greatest care has been taken by CIGRE to produce this digital technical brochure so as to provide you with full and reliable information.*

*However, CIGRE could in any case be held responsible for any damage resulting from any misuse of the information contained therein.*

*Published by CIGRE  
21, rue d'Artois  
FR-75 008 PARIS  
Tel : +33 1 53 89 12 90  
Fax : +33 1 53 89 12 99*

**Copyright © 2000**

*All rights of circulation, translation and reproduction reserved for all countries.*

*No part of this publication may be produced or transmitted, in any form or by any means, without prior permission of the publisher. This measure will not apply in the case of printing off of this document by any individual having purchased it for personal purposes.*

*For any collective use, please contact us at [sales-meetings@cigre.org](mailto:sales-meetings@cigre.org)*