

**GUIDE SUR LES COURANTS PORTEURS
SUR LIGNES D'ENERGIE**

GUIDE ON POWER LINE CARRIER

**Groupe de Travail 04 du Comité d Etudes 35
(télétransmissions)**

**Working Group 04 of Study Committee 35
(Communication)**

1979



RÉSUMÉ

Ce guide sur les courants porteurs sur lignes d'énergie a été préparé par le Groupe de Travail 04 du Comité d'Études 35 de la CIGRÉ. Il se présente comme un ouvrage de référence qui couvre de nombreux aspects à la fois théoriques et pratiques des systèmes modernes à courants porteurs sur lignes d'énergie (systèmes C.P.L.) qui sont souvent indispensables à l'exploitation des réseaux de transport d'énergie électrique. Ce guide a pour but d'aider ceux qui ne sont pas familiarisés avec les systèmes C.P.L. en réunissant des informations de fond étendues et de nombreuses références; il a également pour but d'apporter des informations récentes à ceux qui s'occupent de la conception, de l'exploitation, de la maintenance et de la normalisation de ces systèmes.

Le guide a été approuvé par le Comité d'Études 35 de la CIGRÉ lors de sa réunion à Paris en 1978.

SUMMARY

The Guide on Power Line Carrier has been prepared by the Working Group 04 of C.I.G.R.E. Study Committee 35 and provides a reference work covering many aspects of both the theory and practice of modern power line carrier (p.l.c.) systems, which are often essential to the operation of power networks. The Guide is intended to assist those unfamiliar with p.l.c. systems by collecting together comprehensive background information and many references, as well as bringing recent information to the attention of those already involved in the planning, operation, maintenance, and standardisation of these systems.

The Guide was approved by C.I.G.R.E. Study Committee 35 at their 1978 Paris meeting.

TABLE DES MATIÈRES

1. INTRODUCTION.....	12
2. DOMAINE D'APPLICATION.....	12
3. APPLICATION DES SYSTÈMES C.P.L.....	12
3.1. Téléphonie.....	14
3.2. Télégraphie et transmission de données.....	14
3.3. Téléprotection.....	14
4. PLANIFICATION DES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR C.P.L.....	18
4.1. Planification d'un réseau de télécommunication.....	18
4.2. Caractéristiques d'une liaison C.P.L.....	20
4.2.1. Affaiblissement d'une liaison.....	20
4.2.1.1. Analyse modale pour les lignes homogènes.....	22
a) Formule générale en régime établi.....	22
b) Relation entre la matrice de propagation $[H]$ et les caractéristiques de la ligne.....	26
c) Impédance et admittance linéiques.....	30
d) Matrices des impédances propres et mutuelles.....	32
e) Matrices des admittances propres et mutuelles.....	36
f) Influence des paramètres de la ligne sur les quantités modales.....	38
g) Calcul et application des résultats de l'analyse modale aux lignes triphasées homogènes à armement horizontal.....	40
4.2.1.2. Analyse modale pour les lignes non homogènes.....	44
4.2.1.2.1. Transpositions de phase.....	46
4.2.1.2.2. Lignes avec piquages.....	50
4.2.1.3. Effets des défauts en ligne.....	52
4.2.1.4. Lignes comportant une partie en câble souterrain.....	60
4.2.1.4.1. Généralités.....	60
4.2.1.4.2. Application de l'analyse modale à un système de trois câbles monophasés.....	62
4.2.1.4.3. Application de l'analyse modale à un câble d'énergie triphasé..	68

CONTENTS

1.	INTRODUCTION	13
2.	SCOPE	13
3.	APPLICATION OF P.L.C. SYSTEMS	13
3.1	Speech Communication.....	15
3.2	Telegraph and General Data Communication.....	15
3.3	Teleprotection.....	15
4.	P.L.C. COMMUNICATION SYSTEM PLANNING.....	19
4.1	Telecommunication Network Planning.....	19
4.2	P.L.C. Link Characteristics.....	21
4.2.1	Link attenuation.....	21
4.2.1.1	Modal analysis on homogeneous lines.....	23
(a)	General formula for the steady state.....	23
(b)	Relationship between transmission matrix [H] and the line characteristics.....	27
(c)	Impedance and admittance per unit length....	31
(d)	Matrix of the self and mutual impedances....	33
(e)	Matrix of the self and mutual admittances...	37
(f)	Effect of line parameters on the modal quantities.....	39
(g)	Evaluation and application of the results of modal analysis for homogeneous, horizontal 3-phase lines.....	41
4.2.1.2	Modal analysis on non-homogeneous lines.....	45
4.2.1.2.1	Line transpositions.....	47
4.2.1.2.2	Tapped lines.....	51
4.2.1.3	Effect of line faults.....	53
4.2.1.4	Lines with HV underground cables.....	61
4.2.1.4.1	General.....	61
4.2.1.4.2	Modal analysis applied to a system of three single-core cables.....	63
4.2.1.4.3	Modal analysis applied to a triple- core power cable.....	69

4.2.1.4.4. Analyse simplifiée d'une voie de transmission C.P.L. formée en partie de ligne aérienne et en partie de câble souterrain	70
4.2.1.4.5. Effet des raccordements de lignes aériennes à des câbles souterrains	72
4.2.1.4.6. Couplage d'un équipement C.P.L. à un câble	76
4.2.1.4.7. Lignes en câble souterrain	78
4.2.1.4.8. Exemple classique d'un système mixte (partie en ligne aérienne et partie en câble souterrain)	78
4.2.1.5. Effet des conditions atmosphériques sur l'affaiblissement en ligne	80
4.2.2. Méthodes de couplage et affaiblissement	82
4.2.1.1. Groupes de couplage	82
4.2.2.2. Circuits-bouchons	84
4.2.2.3. Circuit de raccordement	86
4.2.2.4. Affaiblissement d'adaptation, affaiblissement supplémentaire et variations d'affaiblissement dues aux manœuvres haute tension	86
a) Affaiblissement d'adaptation	86
b) Affaiblissement supplémentaire	88
c) Variations de l'affaiblissement dues aux manœuvres haute tension	88
4.2.2.5. Affaiblissement dans les ponts HF	88
4.2.3. Bruit et perturbations	90
4.2.3.1. Bruit dû à l'effet de couronne	92
4.2.3.2. Bruit dû aux sectionneurs, aux disjoncteurs, aux arcs (bruit impulsif)	94
4.2.3.3. Perturbations dans les réseaux de transport d'énergie en courant continu	98
4.2.3.4. Perturbations dues aux autres systèmes C.P.L.	104
4.2.3.5. Perturbations dues à des sources extérieures au réseau de transport d'énergie	104
4.2.4. Autres systèmes de télécommunication utilisant les lignes de transport d'énergie	106
4.2.4.1. Couplages non classiques aux conducteurs de la ligne	106
4.2.4.2. Couplage au câble de garde isolé	108
4.2.4.3. Câble aérien de télécommunication porté par la ligne d'énergie	116
4.2.4.3.1. Problèmes dus à la position du câble	116
a) Induction due au courant en exploitation normale et au courant de court-circuit	116
b) Décharges atmosphériques	120
c) Mesures de protection	120
4.2.4.3.2. Influence des tensions de bruit	122
4.2.4.3.3. Affaiblissement en ligne tolérable	122
4.2.4.4. Systèmes de transmission entre les conducteurs d'un faisceau	124

4.2.1.4.4	Simplified analysis of a P.L.C. transmission path consisting of overhead line sections and cable sections.....	71
4.2.1.4.5	The effect of junctions of overhead lines with power cables.....	73
4.2.1.4.6	Coupling of P.L.C. equipment to cable.....	77
4.2.1.4.7	Underground cable circuits.....	79
4.2.1.4.8	Typical example of a mixed system (overhead line sections and underground cable sections).....	79
4.2.1.5	The effect of weather on line attenuation.....	81
4.2.2	Coupling methods and losses.....	83
4.2.2.1	Coupling devices.....	83
4.2.2.2	Line traps.....	85
4.2.2.3	Connecting cable.....	87
4.2.2.4	Mismatch losses, additional losses and loss variations due to switching.....	87
	(a) Mismatch losses.....	87
	(b) Additional losses.....	89
	(c) Loss variations due to power system switching.....	89
4.2.2.5	Bypass losses.....	89
4.2.3	Noise and interference.....	91
4.2.3.1	Corona noise.....	93
4.2.3.2	Noise due to isolators, switch gear, arcs (impulsive noise).....	95
4.2.3.3	Interference on H.V.D.C. systems.....	99
4.2.3.4	Interference from other P.L.C. systems.....	105
4.2.3.5	Interference from sources external to the power system.....	105
4.2.4	Other power line communication systems.....	107
4.2.4.1	Unconventional line conductor couplings.....	107
4.2.4.2	Insulated earth wire coupling.....	109
4.2.4.3	Aerial cable on power lines.....	117
	4.2.4.3.1 Exposure problems.....	117
	(a) Induction due to operating and short-circuit currents.....	117
	(b) Atmospheric discharges.....	121
	(c) Protective measures.....	121
	4.2.4.3.2 Influence of noise voltages.....	123
	4.2.4.3.3 Permissible line loss.....	123
4.2.4.4	Intrabundle systems.....	125

4.3. Rapport signal sur bruit nécessaire	126
4.3.1. Téléphonie	126
4.3.2. Signaux	126
4.3.3. Téléprotection	126
4.3.4. Calcul du rapport signal sur bruit pour des liaisons en série	130
4.4. Caractéristiques des équipements	130
4.4.1. Type de modulation	132
4.4.1.1. Modulation d'amplitude à deux bandes latérales (AM – DBL)	132
4.4.1.2. Modulation d'amplitude à bande latérale unique (BLU)	132
4.4.1.3. Modulation de fréquence (FM)	134
4.4.2. Équipement classique	134
4.4.3. Utilisation de compresseurs-expandeurs	136
4.4.3.1. Théorie du fonctionnement	136
4.4.3.2. Effet d'un compresseur-expandeur	138
4.4.3.3. Application des compresseurs-expandeurs aux voies téléphoniques des C.P.L.	142
4.4.4. Répartition de la puissance entre les différents canaux d'une liaison multiplex	142
4.4.4.1. Répartition de la puissance, exemples de calcul	142
4.4.5. Détermination de la puissance d'émission	154
4.4.5.1. Exemples de calcul	156
4.4.5.2. Limites de puissance d'une liaison C.P.L.	158
4.4.6. Réponse en fréquence et distorsion non-linéaire à fréquences vocales	160
4.4.6.1. Performances demandées à la voie téléphonique	160
4.4.6.2. Performances demandées aux canaux signaux	162
4.4.7. Sélectivité	162
4.4.8. Distorsion d'intermodulation	164
4.4.8.1. Exemple pratique de distorsion d'intermodulation	168
4.4.9. Bruit engendré par les équipements	170
4.5. Attribution des fréquences	170
4.5.1. Largeur de bande des systèmes et espacement des canaux	170
4.5.2. Influence du réseau sur l'attribution des fréquences	172
4.5.3. Compatibilité avec les autres systèmes (utilisant les mêmes fréquences)	176
4.5.3.1. Généralités	176
4.5.3.2. Champs électro-magnétiques associés aux systèmes C.P.L.	176
4.5.3.3. Perturbations des services de radio-navigation aéronautique	180
4.5.3.4. Dispositions réglementaires en vigueur dans divers pays	182

4.3	Required Signal-to-noise Ratio.....	127
4.3.1	Speech.....	127
4.3.2	Signals.....	127
4.3.3	Teleprotection.....	127
4.3.4	The calculation of signal-to-noise ratio for cascaded links.....	131
4.4	Equipment Characteristics.....	131
4.4.1	Type of modulation.....	133
4.4.1.1	Double sideband amplitude modulation (AM).....	133
4.4.1.2	Single sideband amplitude modulation (SSB).....	133
4.4.1.3	Frequency modulation (FM).....	135
4.4.2	Typical equipment.....	135
4.4.3	Use of compandors.....	137
4.4.3.1	Theory of operation.....	137
4.4.3.2	The effect of a compandor.....	139
4.4.3.3	The application of compandors in P.L.C. speech circuits.....	143
4.4.4	Allocation of power between multiplexed channels.....	143
4.4.4.1	Power allocation, examples of calculation.....	143
4.4.5	Determination of sending power.....	155
4.4.5.1	Examples of calculation.....	157
4.4.5.2	Power limits for P.L.C. transmission.....	159
4.4.6	Frequency response and non-linear distortion of the audio channel.....	161
4.4.6.1	Requirements for the speech channel.....	161
4.4.6.2	Requirements for the data channel.....	163
4.4.7	Selectivity.....	163
4.4.8	Intermodulation distortion.....	165
4.4.8.1	Practical example of intermodulation distortion.....	169
4.4.9	Noise generated within the terminals.....	171
4.5	Frequency Assignment.....	171
4.5.1	Channel spacing and system bandwidth.....	171
4.5.2	Network considerations affecting frequency assignment.....	173
4.5.3	Compatibility with other services.....	177
4.5.3.1	General.....	177
4.5.3.2	The electromagnetic fields associated with P.L.C. systems.....	177
4.5.3.3	Interference with aeronautical navigation services.....	181
4.5.3.4	Regulatory provisions in the various countries.....	183

4.5.4. Méthodes systématiques d'attribution des fréquences	184
4.6. Autres considérations pratiques	188
4.6.1. Sources d'énergie	188
4.6.2. Mesures de sécurité et dispositifs de protection	192
4.6.3. Précautions contre les phénomènes transitoires	194
4.6.3.1. Généralités	194
4.6.3.2. Blindage	194
4.6.3.3. Câblage	196
4.6.3.4. Mise à la terre	196
4.6.3.5. Dispositifs isolants	198
4.6.3.6. Autres moyens	198
4.6.3.7. Caractéristiques exigées pour la tenue en tension	200
4.7. Disponibilité opérationnelle, MTBF, etc.	200
4.7.1. Exploitation	200
4.7.1.1. Responsabilité de l'exploitation	200
4.7.1.2. Planification de la maintenance	200
4.7.1.3. Supervision des systèmes C.P.L.	200
4.7.2. Disponibilité	202
4.7.3. Maintenance	204
4.7.4. Considérations économiques	206
5. REMERCIEMENTS	206
6. COMPOSITION DU GROUPE DE TRAVAIL	208
7. RÉFÉRENCES	208
FIGURES	227

4.5.4	Systematic methods of frequency assignment.....	185
4.6	Further Practical Considerations	189
4.6.1	Power supplies.....	189
4.6.2	Safety measures and protection devices.....	193
4.6.3	Precautions against transients.....	195
4.6.3.1	General.....	195
4.6.3.2	Screening.....	195
4.6.3.3	Wiring.....	197
4.6.3.4	Earthing.....	197
4.6.3.5	Isolating devices.....	199
4.6.3.6	Other means.....	199
4.6.3.7	Voltage withstand requirements.....	201
4.7	Operational Availability, MTBF etc.....	201
4.7.1	Operation.....	201
4.7.1.1	Operational responsibility.....	201
4.7.1.2	Plans for maintenance.....	201
4.7.1.3	Supervision of P.L.C. systems.....	201
4.7.2	Availability.....	203
4.7.3	Maintenance.....	205
4.7.4	Economy.....	207
5.	ACKNOWLEDGEMENTS	207
6.	MEMBERS OF WORKING GROUP	209
7.	REFERENCES	209
FIGURES	227

1. INTRODUCTION

La complexité croissante et l'interconnexion des réseaux de transport d'énergie ont entraîné un développement continu de l'application des courants porteurs sur lignes d'énergie (C.P.L.) dans de nombreux pays. On a ressenti le besoin d'apporter de nouvelles informations sur les C.P.L. et de mettre à jour celles déjà existantes ainsi que d'incorporer des informations sur les règles de l'art associées à une étude théorique suffisante du sujet, afin d'aider à une meilleure compréhension des aspects fondamentaux des télécommunications par courants porteurs sur lignes d'énergie.

Au cours de la préparation de ce guide, les auteurs avaient connaissance de l'étude par la C.E.I. d'un manuel pour la planification des systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie. Grâce aux dispositions prises pour la liaison entre la CIGRE et la C.E.I., il a été défini que les deux documents devaient se compléter l'un l'autre (bien que leurs buts soient assez différents) en ce sens que le guide de la CIGRE met l'accent sur les aspects fondamentaux et comprend les connaissances théoriques de base et les connaissances pratiques qui ont été récemment considérablement élargies.

De la même façon, le « Institute of Electrical and Electronic Engineers » aux Etats-Unis (I.E.E.E.) est en train de préparer un guide des applications des courants porteurs sur lignes d'énergie. Le but de ce document I.E.E.E. diffère quelque peu de celui du guide CIGRE. Néanmoins, les lecteurs désireux d'avoir bonne compréhension des courants porteurs sur lignes d'énergie auront intérêt à prendre connaissance des trois documents, même si une partie des explications se trouve inévitablement être répétée.

Le guide CIGRE a autant pour but d'exposer clairement les pratiques utilisées préférentiellement que de couvrir les aspects théoriques, en espérant ainsi aider à une normalisation qui serait étudiée ultérieurement.

2. DOMAINE D'APPLICATION

Ce guide passe en revue les caractéristiques générales des systèmes C.P.L. et fait ressortir les critères particuliers s'appliquant à la transmission C.P.L. qui diffèrent de ceux des circuits de télécommunication nationaux et internationaux. Il considère les différentes méthodes d'utilisation des C.P.L. et décrit les diverses applications, y compris la téléprotection. Il examine les caractéristiques de la propagation et les méthodes de couplage et il étudie l'attribution et la planification des fréquences, l'affaiblissement en ligne, les pertes de couplage et le bruit. Le guide fait également référence aux perturbations radio, au rapport signal sur bruit nécessaire et à d'autres aspects de la planification comprenant la maintenance, des considérations sur l'exploitation et des considérations économiques.

3. APPLICATIONS DES SYSTÈMES C.P.L.

Les systèmes C.P.L. utilisent le support fiable constitué par les lignes de transport d'énergie reliant les centres de production aux centres de consommation pour transmettre toutes sortes d'informations nécessaires à l'exploitation et à la conduite des réseaux d'énergie complexes, nationaux et internationaux.

Les équipements C.P.L. modernes offrent aux utilisateurs des canaux téléphoniques normalisés 4 kHz ou 2,5 kHz qui permettent de transmettre la parole, des données au sens général du terme, de la télégraphie, des télémessures, des télécommandes ainsi que des signaux de téléprotection.

1. INTRODUCTION

The increasing complexity and interconnection of power networks has resulted in the continuing development and application of power line carrier (p.l.c.) in many countries. There is a need to supplement and bring up to date existing information on p.l.c. and to incorporate information on the current state of the art, together with a sufficient theoretical treatment of the subject so as to assist in the better understanding of the basic aspects of power line carrier communication.

In preparing the Guide, the authors have been aware of the drafting by IEC of a manual for the planning of power line carrier systems. Because of the liaison arrangements existing between CIGRE and IEC, it has been established that, although the aim of the two documents is somewhat different, they should supplement each other in the sense that the CIGRE Guide places emphasis on the fundamental aspects, and includes the basic theoretical and practical knowledge which has recently been considerably extended.

Similarly, the Institute of Electrical and Electronic Engineers in U.S.A. (IEEE, 1977) is drafting a Guide for Power Line Carrier Applications. The aim of the IEEE document differs somewhat from that of the CIGRE Guide. Nevertheless, readers desirous of obtaining a good knowledge of power line carrier are well advised to familiarise themselves with all three documents, even though some of the descriptive material may inevitably be repeated.

The CIGRE Guide, as well as covering the theoretical aspects, aims to give clear statements of preferred practices in the expectation that this may be helpful if standardisation is later considered.

2. SCOPE

The Guide reviews the general characteristics of p.l.c. systems, and draws attention to the differences in the specific p.l.c. transmission criteria which apply in comparison with those of national and international telecommunication circuits. The various methods of use of p.l.c. are considered and a description is given of the various applications including teleprotection. The propagation characteristics and coupling methods are described and consideration is given to frequency assignment and planning, line losses, coupling losses and noise. The Guide also refers to radio interference, desired signal-to-noise ratio and other planning aspects including maintenance, operational and economic considerations.

3. APPLICATION OF P.L.C. SYSTEMS

P.L.C. systems make use of the reliable physical paths formed by power lines interconnecting the points of generation and supply of electrical energy, for the transmission of all kinds of information needed to manage and control complex national and international power networks.

Modern p.l.c. equipment provides the user with standard 4 kHz or 2.5 kHz audio channels which are able to transmit speech signals, general data signals, telegraph, telemetering and telecontrol signals as well as teleprotection signals.

Selon les performances requises, on propose l'utilisation d'équipements mixtes ou d'équipements spécialisés pour la parole, les données ou la téléprotection.

Dans tous les cas, la disponibilité bien connue et l'économie globale dues aux C.P.L. en font le moyen de télécommunication préféré de nombreuses compagnies d'électricité.

3.1. Téléphonie

Les liaisons C.P.L. sont largement utilisées pour transmettre la parole. Dans de nombreuses applications, les liaisons C.P.L. point à point sont interconnectées pour former un réseau intégré automatique privé. La connexion en 4 fils de liaisons en série est la pratique normale.

La bande des fréquences effectivement transmises pour la parole est souvent limitée à 300 – 2400 Hz (quelquefois même 2000 Hz) pour permettre d'installer des canaux de signaux superposés. Il convient de s'assurer, par une planification rigoureuse des caractéristiques des canaux point-à-point, que la largeur de bande et l'objectif de bruit de la liaison globale restent dans des limites spécifiées.

3.2. Télégraphie et transmission de données

La transmission de signaux numériques à des vitesses de modulation de 50 à 1200 bauds est de pratique courante; elle utilise des équipements de télégraphie harmonique à fréquence vocale ou des modems fonctionnant dans la bande normalisée de 4 kHz. Dans le cas de largeurs de bande de 2,5 kHz, des dispositions particulières peuvent être nécessaires pour les débits binaires les plus élevés. Ces applications comprennent la transmission de signaux de fac-similé ou de téléimprimeur.

Dans des cas particuliers, la modulation par déplacement de fréquence directe d'une porteuse peut être utilisée pour réduire la largeur de bande nécessaire en HF à moins de 4 kHz.

Pour les besoins de la téléconduite, la transmission de signaux codés peut être nécessaire pour obtenir un degré élevé de protection contre des messages ou des ordres faux.

3.3. Téléprotection

« L'appareillage de protection, dans les réseaux d'énergie modernes, fait souvent usage d'informations en provenance de points éloignés du réseau et la transmission de telles informations implique l'emploi des techniques des télécommunications ».

Cette définition concise du mot « téléprotection » se trouve dans le rapport CIGRÉ du Groupe de Travail commun sur la téléprotection (Téléprotection, CIGRÉ, 1969).

Le type d'informations à transmettre pour les besoins de la protection dépend du système de protection lui-même; il en va de même pour les performances requises en ce qui concerne la disponibilité et la fiabilité des voies de télécommunication correspondantes.

Les spécifications de ces voies nécessitent donc une connaissance approfondie du système de protection lui-même; des commentaires généraux n'ont qu'une valeur limitée.

Les applications les plus importantes des liaisons de téléprotection peuvent être résumées comme suit :

Depending on the requirements, the use of multipurpose equipment or the application of special purpose equipment for speech, data or tele-protection signals is indicated.

In all these cases, the well proven availability and overall economy of the channel makes p.l.c. the preferred telecommunication medium of many power authorities.

3.1 Speech Communication

P.L.C. links are extensively used for the transmission of speech signals. In many applications, point-to-point p.l.c. channels are inter-connected to form an integrated private automatic subscriber trunk dialling network. Four-wire tandem switching is normal practice.

The effectively transmitted speech frequency band is often restricted to 300 - 2400 Hz (sometimes even to 2000 Hz) to allow for accommodation of superimposed signalling channels. Careful planning of the point-to-point channel characteristics has to ensure that bandwidth and noise performance of the overall link is within specified limits.

3.2 Telegraph and General Data Communication

The transmission of digital signals at modulation rates from 50 to 1200 Bauds by the use of voice frequency telegraph equipment or modems operating within the standard 4 kHz band is standard practice. In the case of the 2.5 kHz bandwidth, special measures may be necessary for the higher bit rates. These applications may include facsimile or teleprinter signal transmission.

In special cases, direct frequency shift keying of a carrier may be used to reduce the necessary hf bandwidth to below 4 kHz.

For telecontrol purposes, the transmission of coded signals may be required in order to achieve a high degree of security against false messages or commands.

3.3 Teleprotection

'Protective gear in modern power systems often uses information from various distant points in the power system, and the transmission of such information involves the use of telecommunication techniques'.

This concise definition of the term 'teleprotection' is to be found in the CIGRE Report of the joint working group on teleprotection (Teleprotection, CIGRE, 1969).

The kind of information to be transmitted for protection purposes depends on the protection system itself; the same is true for the requirements on availability and reliability of the respective telecommunication channel.

The specification of such a channel therefore requires intimate knowledge of the protection system; general comments are of limited value. The most important applications of teleprotection channels can be summarized as follows:

- (a) *déclenchement direct* d'un disjoncteur par le dispositif de protection situé à l'autre extrémité de la ligne.
Performances requises : faible probabilité de perte d'un ordre de déclenchement (10^{-2} à 10^{-4}) (actionnement défaillant).
Très faible probabilité de réception d'un faux ordre de déclenchement (10^{-9} à 10^{-12}) (actionnement non-volontaire, sécurité).
- (b) Transmission d'une *information tout ou rien* des relais de protection de l'une des extrémités de la ligne à ceux de l'autre extrémité, par exemple pour assurer une fonction d'accélération ou de verrouillage.
Performances requises : faible probabilité de perte de l'information (10^{-2} à 10^{-4});
faible probabilité de réception d'une information erronée (10^{-3} à 10^{-7}).
- (c) Transmission d'une *information analogique* entre les dispositifs de protection au deux extrémités de la ligne pour commander le fonctionnement des relais, par exemple systèmes à comparaison de phase.
Performances requises : transmission de la valeur correcte de l'information analogique dans les limites des exigences sur la tolérance dictées par le système de protection particulier utilisé.

Les signaux de protection doivent souvent être reçus correctement pendant que le réseau est en défaut, ce qui se traduit par un niveau de bruit plus élevé et un affaiblissement supplémentaire sur la voie au moment de la transmission. D'autre part, le bruit ne doit pas provoquer de fonctionnements erronés.

Le temps de transmission total maximal autorisé pour une voie de protection est faible, de l'ordre de 10 à 50 ms. L'établissement des relations entre le choix du signal, le type et la largeur de bande du récepteur, la vitesse et les probabilités d'actionnements non-volontaires et défaillants constitue un problème complexe (Pullen, 1973a, 1976).

Une caractéristique commune à toutes les applications de la téléprotection est que la décision sur la validité du signal reçu doit être prise en temps réel et, par conséquent, à la variété des tâches de téléprotection correspond une variété de solutions possibles au niveau des équipements C.P.L. modernes mixtes ou spécialisés : des émetteurs et des récepteurs de téléprotection travaillant dans la bande des fréquences vocales d'un canal C.P.L. sont utilisés aussi bien que des émetteurs C.P.L. directement modulés. Pour toutes les applications, des dispositions particulières sont nécessaires pour obtenir une faible probabilité de recevoir un faux ordre de déclenchement, d'accélération ou de verrouillage. Des solutions à ce problème peuvent être données par des circuits de mesure du rapport signal sur bruit au niveau du récepteur ou par une conception de la méthode de signalisation étudiée en fonction de méthodes de détection sophistiquées (par exemple, voies de téléprotection « codées »).

Le temps pendant lequel une voie de téléprotection est à l'état de « veille » est supérieur de plusieurs ordres de grandeur au temps où elle est à l'état de « commande », c'est-à-dire en train de transmettre un signal de déclenchement, d'accélération ou de verrouillage. On peut utiliser cette particularité pour transmettre soit de la parole soit des signaux de téléprotection dans la même bande de fréquence, la transmission de la parole étant supprimée pendant la transmission de l'ordre de protection, permettant ainsi d'utiliser toute la puissance pour ce dernier. De même, mais d'une façon moins sûre, on peut utiliser un système dit « silencieux », qui n'émet aucun signal tant que le dispositif de protection est au repos. Dans ce dernier cas, un signal d'horloge surveille la qualité de la liaison C.P.L. à des intervalles de temps réguliers, par exemple toutes les 30 minutes; quelquefois on utilise un dispositif manuel.

- (a) direct tripping of a circuit breaker from protection devices at the other end of the line.

Required: low probability of loss of trip command signal (10^{-2} to 10^{-4}) (missing action, dependability)

extremely low probability of receiving a false trip command signal (10^{-9} to 10^{-12}) (unwanted action, security)

- (b) transfer of discrete information from the protection relays at one end of the line to those at the other, e.g. to perform an acceleration or blocking function.

Required: low probability of loss of information (10^{-2} to 10^{-4})

low probability of receiving false information (10^{-3} to 10^{-7})

- (c) transmission of analogue information between the protective devices at each end of the line to control the operation of the relays; e.g. in phase comparison systems.

Required: transmission of correct value of analogue information within the tolerance requirements dictated by the particular protection system used.

Protection signals must often be capable of being properly received during power system fault conditions which introduce additional noise and attenuation into the circuit at the time of the transmission. On the other hand, noise must not cause false operation.

The permissible maximum overall signalling time of a protection channel is small, being of the order of 10 to 50 ms. The relationship between the choice of signal, type and bandwidth of receiver, speed and probabilities of unwanted and missing actions is a complex topic (Pullen, 1973a, 1976).

It is a common characteristic of all teleprotection applications that the decision about the received signal has to be made in real time, and yet the variety of teleprotection tasks calls for a corresponding variety of solutions possible with modern multipurpose or special purpose p.l.c. equipment: teleprotection transmitters and receivers operating in the voice frequency (VF) band of the p.l.c. channel, as well as directly keyed p.l.c. transmitters, are used. In all applications, special measures are needed to achieve a low probability of receiving a false trip signal or a false acceleration or blocking signal. Solutions to this problem may be provided by signal-to-noise evaluating circuits in the receiver or by careful signal design in connection with sophisticated detection methods (e.g. 'coded' teleprotection channels).

The time a teleprotection channel is in the 'guard' state is higher by orders of magnitude than that during which it is in the 'active' state i.e. transmitting a trip, acceleration or blocking signal. It is possible to make use of this characteristic by transmitting speech or teleprotection

4. PLANIFICATION DES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR C.P.L.

Les compagnies d'électricité accordent maintenant une importance considérable au fait d'avoir à leur disposition des moyens de télécommunication pour l'exploitation de leurs réseaux de transport d'énergie. L'éternelle question est de savoir jusqu'à quel point le réseau téléphonique public peut être utilisé et pour quels besoins il peut être nécessaire d'avoir un réseau privé. Le choix entre les circuits loués et les circuits privés est bien entendu également un problème technique. La disponibilité présente un intérêt particulier; elle s'exprime d'une part par le MTBF (Moyenne des Temps de Bon Fonctionnement) et d'autre part par le MTTR (Moyenne des Temps de Réparation).

Les valeurs de MTBF et du MTTR sont très utiles, aussi bien au moment de la planification que lorsqu'il faut choisir entre plusieurs constructeurs pour acheter un nouvel équipement.

Quand on étudie ces questions, il importe de tenir compte des facteurs économiques à long terme puisque cet aspect des choses prend une importance croissante avec l'augmentation du coût de la main d'œuvre.

4.1. Planification d'un réseau de télécommunication

Les compagnies d'électricité utilisent souvent des réseaux de télécommunication qui leur sont propres. Ceci est dû au fait que leurs besoins sont particuliers et incluent notamment des exigences de disponibilité très élevées qui sont très difficiles à satisfaire par un réseau PTT normal. Le réseau peut consister en des circuits loués à l'Administration des Postes et Télécommunications (PTT), ou en des circuits privés, propriété des compagnies d'électricité (C.P.L., voies radio et câbles), ou encore en une combinaison des deux.

Le choix entre les différents systèmes de transmission ne devrait être strictement gouverné que par des considérations techniques et économiques. Ce n'est pas toujours possible car les Pouvoirs Publics peuvent restreindre la liberté de choix. Ces restrictions s'appliquent essentiellement à l'utilisation de fréquences radio quoique, dans plusieurs pays, elles atteignent également l'usage des voies C.P.L.

Les procédures de planification doivent toujours comporter un calcul de la capacité de transmission qui sera nécessaire dans les 10 à 15 années à venir. Le réseau de télécommunication sert pour différentes applications : téléphonie, téléprotection, transmission de signaux et de données qui ont chacun des exigences particulières. Le nombre et les spécifications de chaque type de voie donnent les éléments nécessaires à la planification d'un réseau techniquement acceptable et économiquement rentable.

Il est judicieux d'utiliser des canaux normalisés. Sinon, des besoins croissants en voies et en capacité de transmission donneraient lieu à des difficultés au moment d'ajouter de nouveaux canaux au réseau.

La configuration du réseau est importante. Il est souvent plus facile d'obtenir des circuits de secours indépendants dans un réseau maillé que dans un réseau radial (en étoile).

signals within the same frequency band, speech transmission being blocked during transmission of active protection information, thus allowing the use of the full power for the protection signal. Alternatively, and less reliably, a so called 'quiescent system' which does not transmit any energy at all in the normal state of the protective gear may be used. In the latter case a 'clock test' signal monitors the quality of the p.l.c. link at regular time intervals e.g. every 30 min., or manual testing is sometimes used.

4. P.L.C. COMMUNICATION SYSTEM PLANNING

Power Authorities now pay considerable attention to the provision of communication facilities for the operation of the power system. There is always a question as to what extent the public telephone network can be used and for which purposes it may be necessary to have a privately owned network. The choice between rented and private circuits is of course also a technical matter. Of special interest is the Availability, consisting of an MTBF (Mean Time Between Failure) part and an MTTR (Mean Time to Repair) part. The MTBF and MTTR figures are very useful, both in the steps of the planning procedure and also when making a choice between manufacturers when buying new equipment.

When dealing with these questions, it is important to consider the long term economic factors, as this aspect becomes increasingly relevant due to the rise in labour costs.

4.1 Telecommunication Network Planning

Power Authorities often use telecommunication networks of their own. This is due to the fact that the demands are special and include very high availability requirements, which are often difficult for a normal PTT network to fulfil. The network can consist of rented circuits from the Post and Telegraph Authority (PTT), or p.l.c., radio link and cable circuits built and owned by the Power Authority, or a combination of these.

The choice between different transmission systems should be governed strictly by technical and economic factors. This is not always possible, as free choice may be prevented by restrictions from Government Authorities. These restrictions mostly apply to the use of radio frequencies, although in several countries they also influence the use of p.l.c. circuits.

The planning routines should always include a calculation of the transmission capacity required for the next 10-15 years. A communication network is used for different types of application; speech, teleprotection, signal and data transmission, all having different requirements. The number and requirements of each type of channel give the necessary facts for the planning of a technically acceptable and cost effective network.

It is advisable to use standard types of channels. A growing demand for channels and transmission capacity will otherwise cause difficulties when new circuits have to be added to the network.

The network configuration is important. It is often easier to arrange independent alternative circuits in a meshed network than in a radial (star shaped) one.

Des réseaux distincts peuvent être établis pour différents besoins. On peut avoir des réseaux indépendants pour le téléphone, la transmission de données, la téléprotection, etc. Cependant, ces réseaux peuvent être mélangés et ainsi utiliser les mêmes voies de transmission. Mais il n'est peut-être pas judicieux d'intégrer trop de fonctions différentes dans le même système parce que leurs exigences ne sont pas toujours les mêmes. L'exploitation et la maintenance des systèmes intégrés peuvent également donner naissance à des difficultés.

4.2. Caractéristiques d'une liaison C.P.L.

Ce chapitre traite des caractéristiques des systèmes C.P.L. en fonction des lignes d'énergie sur lesquelles les liaisons sont établies. Dans le Paragraphe 4.2.1., On étudie le calcul de l'affaiblissement en ligne au moyen de l'analyse modale, à la fois pour les lignes homogènes et les lignes non-homogènes.

On attire l'attention sur les effets de situations particulières d'exploitation comme par exemple les lignes avec piquages (lignes en T), les câbles souterrains, les défauts en ligne et les conditions atmosphériques.

Le paragraphe 4.2.2. est consacré aux dispositifs de couplage et à leurs problèmes. Il traite des équipements de couplage (circuit-bouchon, groupe de couplage, câble de raccordement) et des problèmes associés comme la mise à la terre pour des motifs de sécurité, les pertes dues à la désadaptation, aux manœuvres dans la poste et aux dispositions prises pour réaliser des ponts HF, etc.

Dans le paragraphe 4.2.3., on examine les perturbations dues à des sources extérieures, y compris le bruit dû à l'effet de couronne, le bruit impulsif et le bruit dans les réseaux de transport d'énergie en courant continu tandis que dans le paragraphe 4.2.4. on étudie les systèmes C.P.L. non-classiques comme ceux qui utilisent des méthodes de couplage originales, le couplage au câble de garde isolé, les systèmes utilisant des câbles aériens et les systèmes travaillant entre conducteurs d'un faisceau.

4.2.1. Affaiblissement d'une liaison

La première expérience pratique de transmission d'information au moyen de courants porteurs sur une ligne haute tension (courants porteurs sur ligne d'énergie ou C.P.L.) a été réalisée au cours des vingt premières années de ce siècle. Elle était surtout le résultat de l'enthousiasme à cette époque pour l'expérimentation, sans connaissance précise des phénomènes de propagation.

Les investigations théoriques fondamentales sur la propagation des ondes périodiques le long de fils parallèles (lignes téléphoniques) avec retour par la terre furent menées entre 1925 et 1935 et elles étaient considérées comme un aspect des télécommunications (Carson et Hoyt, 1927; Carson, 1926; Pollaczek, 1931; Wise, 1931 et 1934; Gronlie, 1956).

Tout à fait indépendamment de ce travail, la propagation des ondes progressives le long des lignes à haute tension (phénomènes de surtension), problème capital pour connaître la fiabilité de ces dernières, fut l'objet d'études théoriques intensives dans de nombreux pays. Ainsi, entre 1945 et 1950, Chevallier fut l'un des premiers à attirer l'attention sur l'existence de deux modes de transmission des signaux à courants porteurs et à déterminer les règles fondamentales de calcul tenant compte des pertes (Chevallier, 1945 et 1951).

Cependant, on ne trouvait pas d'explication à beaucoup de phénomènes de propagation, surtout pour les lignes à haute tension comportant plusieurs conducteurs : l'affaiblissement des signaux était supérieur ou inférieur à celui que l'on attendait. Certaines méthodes de couplage, en particulier entre deux phases, s'avéraient meilleures ou pires que d'autres. Evidemment, la géométrie de la ligne jouait un rôle important qu'on n'avait pas encore entièrement compris.

Separate networks may be established for different purposes. One may have independent networks for telephone services, data transmission, tele-protection etc. Alternatively, these networks can be superimposed and may thus use the same transmission system. However, it may not be advisable to integrate too many different functions in the same system because the requirements are not always the same. The operation and maintenance of integrated systems can also give rise to problems.

4.2 P.L.C. Link Characteristics

This section considers the characteristics of p.l.c. systems in relation to the line on which the link is established. Line attenuation calculation by means of modal analysis, both on homogeneous and non-homogeneous lines is considered in Section 4.2.1.

Attention is drawn to the effect of special operating situations, as for instance the effect of tapped (teed) lines, underground cables, line faults and weather conditions.

Section 4.2.2 is dedicated to coupling arrangements and coupling problems. It deals with coupling equipment (line trap, coupling device, connecting cable) and with related problems such as earthing for safety reasons, losses related to mismatch, to power switching and to bypass arrangements etc.

Section 4.2.3 is concerned with interference from external sources including corona noise, impulsive noise, and noise from HVDC systems, while Section 4.2.4 deals with unconventional p.l.c. systems such as those based on unusual conductor couplings, insulated earth wire coupling, aerial cable systems or intrabundle systems.

4.2.1 Link attenuation

The first practical experience with the transmission of information by means of carrier waves over high-voltage lines (power line carrier or p.l.c.) was gained during the first twenty years of this century and was primarily the outcome of the enthusiasm for experimentation of that period, without precise knowledge of propagation phenomena.

The basic theoretical investigations into the propagation of alternating current waves along parallel lines (telephone wires) and with earth return took place between 1925 and 1935, and were regarded as an aspect of telecommunications (Carson and Hoyt, 1927; Carson, 1926; Pollaczek, 1931; Wise 1931 and 1934; Gronlie, 1956).

Quite independently of this work, the propagation of travelling waves (surge phenomena) along h.v. lines, a phenomenon which largely determined the reliability of such lines, was the subject of intensive theoretical study in numerous countries. Then, between 1945 and 1950, Chevallier was one of the first to draw attention to the existence of two modes of transmission of carrier-frequency signals and to work out the basic rules for calculation taking losses into account (Chevallier 1945, and 1951).

Yet no explanation was found for many propagation phenomena, above all when the h.v. lines consisted of several conductors: signal attenuations were greater or smaller than anticipated; certain methods of coupling,

On découvrit que la compréhension fondamentale de la transmission des ondes porteuses (comme des ondes progressives) le long des lignes à haute tension polyphasées était encore incomplète et qu'il était par conséquent impossible d'établir les modèles mathématiques indispensables qui auraient permis des calculs plus fiables.

La solution vers une théorie générale, en supposant l'existence de cinq modes de propagation ou plus, fut menée à bien dans les années 60 par Adams, Wedepohl et d'autres lorsqu'ils introduisirent les méthodes de l'algèbre matricielle (Wedepohl, 1963; Galloway, Shorrocks et Wedepohl, 1964; Perz, 1973; Hedman, 1965; Perz et Hazel, 1973; Perz, 1968; C.E. 57 de la C.E.I.).

Des calculs exacts n'étaient pas possibles à l'époque puisque des calculateurs numériques de capacité adéquate n'existaient pas encore. Les paragraphes suivants (4.2.1.1. à 4.2.1.3.) présentent de façon concise mais claire la théorie de l'analyse modale. Des résultats de calculs et de mesures d'affaiblissement sont donnés dans la littérature (Shkarin, 1977; Tantarimäki et Vaisanen; 1977).

Des méthodes plus simples peuvent être utilisées pour les lignes de géométrie simple, sans transpositions et de longueur inférieure à 100 km environ (Alsleben, 1962).

4.2.1.1. *Analyse modale pour les lignes homogènes*

L'idée fondamentale de la transformation modale consiste à ramener le problème original à n conducteurs à n problèmes, à un seul conducteur découplé des autres.

Physiquement, ceci signifie qu'on suppose qu'une corde électromagnétique quelconque est composée d'ondes caractéristiques en nombre égal au nombre de conducteurs du système. Chaque onde de tension est caractérisée par un rapport unique entre les tensions sur les conducteurs, rapport qui est invariant pour une onde naturelle se propageant le long d'une ligne homogène. Les tensions de chaque onde sont accompagnées d'un système de courants qui sont également dans un rapport unique. Ces composantes des tensions et des courants sont reliées par les impédances caractéristiques modales. En outre, chaque onde est caractérisée par une constante de propagation complexe, c'est-à-dire qu'il existe un affaiblissement et une vitesse de phase uniques pour chacune d'elles.

On peut trouver une théorie fondamentale de la propagation des ondes le long des lignes couplées tenant compte des pertes dans le sol dans les documents suivants : Carson et Hoyt, 1927; Carson, 1926; Pollaczek, 1931; Wise, 1931; Wise, 1934. D'autres documents donnent des contributions plus récentes à la théorie de l'analyse modale : Wedepohl, 1963; Galloway, Shorrocks et Wedepohl, 1964; Perz, 1973; Hedman, 1965; Perz et Hazel, 1973; Perz, 1968; CE 57 de la C.E.I.; Wedepohl, 1965; Wedepohl, 1966, Wedepohl et Wasley 1965; Wedepohl et Wilcox 1973; Wedepohl et Epthymiadis 1978; Epthymiadis et Wedepohl 1978.

(a) *Formule générale en régime établi*

D'une façon générale une ligne à n phases (figure 1), soumise à des pertes et terminée d'une façon quelconque, constitue un système linéaire de transmission; les tensions sur les n phases à une distance x de l'extrémité émettrice, qui sont représentées par le vecteur

$$V_x^T = [v_{x1}, v_{x2}, \dots, v_{xn}]$$

especially between two phases, proved better or poorer than other variants. Obviously, the geometry of the line played a more significant role, which hitherto had not been fully clarified.

It was found that fundamental understanding of the transmission of carrier waves (as well as travelling waves) along polyphase h.v. lines was still lacking, and therefore it was not possible to establish the requisite mathematical models which would permit more reliable calculation.

The break-through to a general theory, assuming five or more modes of transmission, was achieved in the 1960s by Adams, Wedepohl et alia, when they introduced matrix algebra methods (Wedepohl 1963; Galloway, Shorrocks and Wedepohl 1964; Perz 1973; Hedman 1965; Perz and Hazel 1973; Perz, 1968; IEC.TC57).

Exact, problem-oriented calculation and evaluation was not possible at that time since digital computers of adequate capacity were not available. Paragraphs 4.2.1.1 to 4.2.1.3 which follow, summarize in brief, but understandable manner, the theory of modal analysis. Examples of computed and measured attenuation are given in the literature (Shkarin, 1977; Tantarimäki and Vaisanen, 1977).

With simple line configurations having no transpositions and below, say, 100 km long simpler methods can be used (Alsleben, 1962).

4.2.1.1 Modal analysis on homogeneous lines

The fundamental conception of modal transformation consists of reducing the original n-conductor problem to n individual, decoupled single-conductor problems.

Physically, this means that an arbitrary electromagnetic wave may be assumed to be composed of characteristic waves, the number of waves being equal to the number of conductors in the system. Each voltage wave is characterized by a unique ratio of voltages on the conductors, which on a homogeneous line does not change as the natural wave propagates. The voltages for each wave are accompanied by a set of currents which are also in a unique ratio. These component voltages and currents are interrelated by the modal characteristic impedances. Further, each wave is characterized by a propagation constant which is complex; i.e. there is an attenuation and a phase velocity which are unique for the wave.

The basic theory of wave propagation along coupled lines with lossy earth taken into account can be found in (Carson and Hoyt 1927; Carson 1926; Pollaczek 1931; Wise 1931; Wise 1934). More recent contributions to the theory of modal analysis are given in (Wedepohl 1963; Galloway, Shorrocks and Wedepohl 1964; Perz 1973; Hedman 1965; Perz and Hazel 1973; Perz 1968; IEC TC57; Wedepohl 1965; Wedepohl 1966; Wedepohl and Wasley 1965; Wedepohl and Wilcox 1973; Wedepohl and Efthymiadis 1978; Efthymiadis and Wedepohl 1978).

(a) General formula for the steady state

A general n-phase line (Fig. 1), subject to losses and terminated in any given way, represents a linear transmission system; the n-phase

sont des combinaisons linéaires des tensions sur les n phases à l'origine de la ligne

$$\begin{aligned} \underline{V}_0^T &= [v_{01}, v_{02}, \dots, v_{0n}] \\ \underline{V}_x &= [H] \cdot \underline{V}_0 \end{aligned} \quad (1)$$

La matrice carrée [H] de dimensions (n,n) est la fonction générale de propagation et en tant que telle elle contient les caractéristiques de la ligne et de la façon dont elle est terminée; ses éléments H_{ik} sont en général des fonctions complexes de la fréquence et ils dépendent également de la géométrie de la ligne, des propriétés électriques des conducteurs de phase, des impédances de fermeture et de la résistivité du sol.

[H] décrit la transformation linéaire du vecteur tension \underline{V}_0 à l'extrémité émettrice dans le vecteur tension \underline{V}_x à l'extrémité réceptrice. Par exemple, la formule suivante s'applique à la tension V_{xi} sur la i^e phase à la distance x :

$$v_{xi} = H_{i1}v_{01} + H_{i2}v_{02} + \dots + H_{in}v_{0n} \quad (2)$$

Ainsi, la tension sur chacune des phases en x est fonction des tensions sur toutes les phases à l'extrémité émettrice, cette fonction étant de nature confuse quoique spécifique; un vecteur tension \underline{V}_0 à l'origine sur l'une des phases est en général transformé en un autre vecteur tension \underline{V}_x à la distance x sur cette même phase. On peut alors se poser la question « existe-t-il un vecteur tension \underline{V}_0 à l'émission tel que le vecteur tension \underline{V}_x s'en déduise par une constante k ? ».

$$\underline{V}_x = [H] \cdot \underline{V}_0 \stackrel{?}{=} k \underline{V}_0 \quad (3)$$

La formulation de cette question est identique au problème des valeurs propres en algèbre linéaire.

Les n vecteurs $\underline{M}_0^{(i)}$ solutions de cette équation sont les n vecteurs propres, ou modes, de la matrice carrée [H] qui est en général complexe et non-symétrique et les facteurs k sont les n valeurs propres de [H]; ce sont les solutions de l'équation caractéristique d'ordre n :

$$\det ([H] - k [E]) = 0 \quad (4)$$

[E] étant la matrice unité de dimensions (n, n).

Par exemple, pour le i^e vecteur propre ou mode $\underline{M}_0^{(i)}$, on a :

$$\underline{M}_x^{(i)} = [H] \cdot \underline{M}_0^{(i)} = k^{(i)} \underline{M}_0^{(i)} \quad (5)$$

$\underline{M}_x^{(i)}$ est définie par la distribution des tensions $\underline{M}_0^{(i)}$ qui est équivalente au i^e vecteur propre et par le facteur complexe $k^{(i)}$ correspondant qui décrit les variations d'amplitude et de phase.

voltages at a distance x from the transmitting end of the line, which are combined in the vector $\underline{v}_x^T = [v_{x1}, v_{x2}, \dots, v_{xn}]$ are linear combinations of the n -phase voltages $\underline{v}_0^T = [v_{o1}, v_{o2}, \dots, v_{on}]$ at the beginning of the line.

$$\underline{v}_x = [H] \cdot \underline{v}_0 \quad \dots (1)$$

The quadratic matrix $[H]$ of type (n, n) is the general transmission function, and as such contains the characteristics of the line and the terminations; its elements H_{ik} are generally complex functions of the frequency and depend also upon the line geometry, the electrical properties of the phase conductors, the terminating impedances and the earth conductivity.

$[H]$ describes the linear transformation of the vector of the voltage at the transmitting end \underline{v}_0 into the vector of the voltage at the receiving end \underline{v}_x . As an example, the following applies for the i -th phase voltage v_{xi} at point x :

$$v_{xi} = H_{i1} v_{o1} + H_{i2} v_{o2} + \dots + H_{in} v_{on} \quad \dots (2)$$

Thus, each phase voltage is a function of all phase voltages at the transmitting end, this dependence being of an indistinct yet specific nature; a phase voltage vector \underline{v}_0 is generally transformed into another phase voltage vector \underline{v}_x . The question can now be asked: "Is there a transmitting input voltage vector \underline{v}_0 of such a kind that the output voltage vector \underline{v}_x differs from \underline{v}_0 by a factor κ ?"

$$\underline{v}_x = [H] \cdot \underline{v}_0 \stackrel{?}{=} \kappa \underline{v}_0 \quad \dots (3)$$

The formulation of the question is identical with the eigenvalue problem in linear algebra:

The n solution vectors $\underline{M}_0^{(i)}$ of this equation are the n eigenvectors or modes of the quadratic matrix $[H]$, which is generally complex and non-symmetrical, and the factor κ the n eigenvalues of $[H]$; these are obtained as solutions of the characteristic equation of the n th order

$$\det ([H] - \kappa [E]) = 0 \quad \dots (4)$$

where $[E]$ is the unit matrix of type (n, n) .

An example which applies for the i -th eigenvector or mode $\underline{M}_0^{(i)}$ is:

$$\underline{M}_x^{(i)} = [H] \cdot \underline{M}_0^{(i)} = \kappa^{(i)} \underline{M}_0^{(i)} \quad \dots (5)$$

This is characterized by the voltage distribution $\underline{M}_0^{(i)}$ which is equivalent to the i -th eigenvector and by the complex factor $\kappa^{(i)}$ assigned to it, which describes the changes in magnitude and phase.

La matrice des vecteurs propres [M] est construite à partir des colonnes vecteurs propres :

$$[M] = [M_o^{(1)} M_o^{(2)} \dots M_o^{(n)}] \quad (6)$$

$$[M_o^{(1)} M_o^{(2)} \dots M_o^{(n)}] = [H] \cdot [M] = [M] \cdot [L] \quad (7)$$

[L] étant la matrice diagonale des valeurs propres $k^{(i)}$ de la ligne ($i = 1, 2, \dots, n$).

Il s'ensuit que :

$$\text{ou } [H] = [M] \cdot [L] \cdot [M]^{-1} \text{ ou } [M]^{-1} \cdot [H] \cdot [M] = [L] \quad (8), (9)$$

c'est-à-dire que [M], matrice des modes, diagonalise la matrice [H].

Le vecteur tension V_o d'une phase quelconque peut être caractérisé par une combinaison linéaire des n modes au moyen de la matrice inverse de [M] :

$$V_{co} = [M]^{-1} \cdot V_o \quad (10)$$

Les éléments du vecteur V_{co} décrivent les amplitudes des modes individuels à l'origine de la ligne. Chaque mode de rang i se retrouve à la distance x affaibli conformément à la partie réelle de sa valeur propre $k^{(i)}$.

$$V_{cx}^{(i)} = k^{(i)} V_{co}^{(i)}; i = 1 \dots n \quad (11)$$

ou

$$V_{cx} = [L] \cdot V_{co} \quad (12)$$

Le vecteur tension d'une phase V_x à la distance x est constitué de la même façon à partir des modes individuels :

$$V_x = [M] \cdot V_{cx} = [M] \cdot [L] \cdot V_{co} = [M] \cdot [L] \cdot [M]^{-1} \cdot V_o \quad (13)$$

Ceci est confirmé par la substitution directe de l'équation (8) dans l'équation (1)

(b) *Relation entre la matrice de propagation [H] et les caractéristiques de la ligne.*

Le problème peut être considéré comme fondamentalement résolu si on parvient à écrire une relation entre les éléments de [H] et les paramètres qui définissent la ligne. Cette relation doit être recherchée au moyen du système d'équations différentielles de la ligne à n phases.

Pour un système à n conducteurs dans lequel les distances entre phases sont beaucoup plus petites que les longueurs d'onde, les relations suivantes entre le vecteur tension V et le vecteur courant I d'une phase s'appliquent :

$$\frac{\partial}{\partial x} V = -[z] \cdot I \quad \frac{\partial}{\partial x} I = -[y] \cdot V \quad (14), (15)$$

$[z]$ et $[y]$ sont les matrices carrées impédance (Ω) et admittance (ν) par unité de longueur de la ligne.

En dérivant à nouveau ces deux équations, on obtient les équations différentielles du second ordre bien connues :

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \underline{v} = [z] \cdot [y] \cdot \underline{v} = [P] \cdot \underline{v} \quad (16)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \underline{I} = [y] \cdot [z] \cdot \underline{I} = [P]^T \cdot \underline{I} \quad (17)$$

avec

$$[P] = [z] \cdot [y] \quad \text{et} \quad [P]^T = [y] \cdot [z] \quad (18), (19)$$

Dans le cas particulier d'une ligne infiniment longue (ou d'une ligne adaptée), les solutions de ces équations sont données par :

$$\underline{v}_x = \exp(-x[P]^{1/2}) \cdot \underline{v}_0 \quad \underline{I}_x = \exp(-x[P]^{T1/2}) \cdot \underline{I}_0 \quad (20), (21)$$

(voir note 1 en bas de page)

En comparant les équations (20) et (1), on obtient l'identité recherchée :

$$[H] = \exp(-x[P]^{1/2}) \quad (22)$$

Comme le montre l'équation (9), la matrice des modes $[M]$ diagonalise la matrice de propagation $[H]$ et par conséquent diagonalise également la matrice $\exp(-x[P]^{1/2})$

On peut montrer, à l'aide de la série exponentielle absolument convergente (voir note 1) que $[M]$ diagonalise aussi $[P]$. Soit $[\Lambda]$ la matrice diagonale des valeurs propres λ_i de $[P]$; il vient :

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 & & \\ & \ddots & \\ & & \gamma_n^2 \end{bmatrix} = [M]^{-1} \cdot [P] \cdot [M] \quad (23)$$

dans laquelle, pour simplifier l'écriture, on a :

$$\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \sqrt{\lambda_i} \quad (24)$$

Note 1 : La matrice $\exp(X)$ est définie par le développement en série :

$$\exp(X) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{X^k}{k!} = [E] + [X] + \frac{X^2}{2!} + \dots$$

The eigenvector matrix $[M]$ is constructed from the eigenvector columns:

$$[M] = \begin{bmatrix} \underline{M}_O^{(1)} & \underline{M}_O^{(2)} & \dots & \underline{M}_O^{(n)} \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{M}_X^{(1)} & \underline{M}_X^{(2)} & \dots & \underline{M}_X^{(n)} \end{bmatrix} = [H] \cdot [M] = [M] \cdot [L] \quad \dots (7)$$

$[L]$ is the diagonal matrix of the eigenvalues $\kappa^{(i)}$, $i = 1 \dots n$, of the line.

Hence it follows that:

$$[H] = [M] \cdot [L] \cdot [M]^{-1} \text{ or } [M]^{-1} \cdot [H] \cdot [M] = [L] \quad \dots (8), (9)$$

i.e. $[M]$, the modal matrix, diagonalizes the matrix $[H]$.

Any given phase voltage vector \underline{V}_O can be represented distinctly as a linear combination of the n mode with the inverted matrix of M :

$$\underline{V}_{CO} = [M]^{-1} \cdot \underline{V}_O \quad \dots (10)$$

The elements of vector \underline{V}_{CO} describe the magnitudes of the individual modes at the beginning of the line. Each mode i appears at point x attenuated in accordance with the real part of its eigenvalue $\kappa^{(i)}$.

$$V_{CX}^{(i)} = \kappa^{(i)} V_{CO}^{(i)}; i=1 \dots n \text{ or } \underline{V}_{CX} = [L] \cdot \underline{V}_{CO} \quad \dots (11), (12)$$

The phase voltage vector \underline{V}_X is formed at x from the individual modes in the same manner:

$$\underline{V}_X = [M] \cdot \underline{V}_{CX} = [M] \cdot [L] \cdot \underline{V}_{CO} = [M] \cdot [L] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{V}_O \quad \dots (13)$$

This is confirmed by direct substitution of equation (8) in equation (1).

(b) Relationship between transmission matrix $[H]$ and the line characteristics

If a relationship between the elements of $[H]$ and the quantities which describe the line can be arrived at, the problem may be considered as having been fundamentally solved. The relationship is to be sought by means of the differential equation system of the n -phase line.

For a system with n conductors in which the spacings are much smaller than the wavelengths, the following applies for the relationship between the phase voltage vector \underline{V} and the phase current vector \underline{I} :

$$\frac{\partial}{\partial x} \underline{V} = -[z] \cdot \underline{I} \quad \text{and} \quad \frac{\partial}{\partial x} \underline{I} = -[y] \cdot \underline{V} \quad \dots (14), (15)$$

Cela signifie, pour tout vecteur tension à la distance x , que :

$$v_x = [M] \cdot \begin{bmatrix} e^{-x\gamma_1} \\ \vdots \\ e^{-x\gamma_n} \end{bmatrix} [M]^{-1} \cdot v_0 \quad (25)$$

ou, pour un le mode de tension particulier i à la même distance x :

$$M_x^{(i)} \cdot M_0^{(i)} \cdot e^{-x\gamma_i} = M_0^{(i)} \cdot e^{-x\alpha_i - jx\beta_i} \quad (26)$$

De même, pour tout vecteur courant d'une phase, on a :

$$I_x = [N] \begin{bmatrix} e^{-x\gamma_1} \\ \vdots \\ e^{-x\gamma_n} \end{bmatrix} \cdot [N]^{-1} \cdot I_0 \quad (27)$$

et pour le mode de courant i :

$$N_x^{(i)} = N_0^{(i)} \cdot e^{-x\gamma_i} = N_0^{(i)} \cdot e^{-x\alpha_i - jx\beta_i} \quad (28)$$

Les valeurs propres de la tension sont calculées à partir de $[P]$ et celles du courant à partir de la matrice transposée $[P]^T$; l'affaiblissement linéique α_i et le déphasage linéique β_i correspondant au même mode et définis comme les racines carrées des valeurs propres de $[P]$ ou de $[P]^T$, sont les mêmes.

Étant donné que la matrice $[P]$, et avec elle la matrice $[P]^T$, ne sont pas symétriques, les différents modes de tension et de courant ne sont en général pas orthogonaux c'est-à-dire que la puissance totale ne peut pas être calculée avec précision en ajoutant les puissances des modes. Cependant les calculs numériques montrent que les écarts sont faibles. Une approximation satisfaisante sur les vecteurs propres est souvent obtenue en utilisant la distribution dite de Clarke (voir équation 42); cependant, les valeurs numériques des différences entre les valeurs propres doivent être calculées avec précision, car elles sont responsables de l'annulation par superposition des modes.

(c) Impédance et admittance linéiques

Comme on l'a déjà montré, la propagation de signaux sinusoïdaux est décrite par les équations d'onde (16) et (17) si on suppose que ce sont des ondes planes. Les matrices impédance $[z]$ et admittance $[y]$ sont d'une importance capitale pour résoudre les équations d'onde.

Si on utilise la notion de transformation modale pour rechercher cette solution, la diagonalisation des produits matriciels $[P] = [z][y]$ et $[P]^T = [y][z]$ prend une place importante. Les matrices $[z]$ et $[y]$ peuvent être définies connaissant la géométrie de la ligne, ses caractéristiques et la résistivité du sol si bien que, à l'aide d'un ordinateur puissant, l'analyse des valeurs propres de $[P] = [z][y]$ est possible quel que soit le nombre de conducteurs. Les facteurs à prendre en compte sont l'effet de peau dans les conducteurs, les pertes dans le sol et toutes les pertes diélectriques pouvant résulter du givrage de la ligne (dans ce cas, l'admittance linéique $[y]$, qui était purement réactive, devient complexe).

$[z]$ and $[y]$ are the square, symmetrical series impedance (Ω) and the parallel admittance (\mathcal{S}) per unit length of the line.

By further derivation of both equations we obtain the familiar second order differential equations:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \underline{v} = [z] \cdot [y] \cdot \underline{v} = [P] \cdot \underline{v} \quad \dots (16)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \underline{I} = [y] \cdot [z] \cdot \underline{I} = [P]^T \cdot \underline{I} \quad \dots (17)$$

with

$$[P] = [z] \cdot [y] \quad \text{and} \quad [P]^T = [y] \cdot [z] \quad \dots (18), (19)$$

For the simple case of an infinitely long (or matched) line the solutions to these are given by:

$$\underline{v}_x = \exp(-x[P]^{\frac{1}{2}}) \cdot \underline{v}_0 \quad \underline{I}_x = \exp(-x[P]^{\frac{1}{2}}) \cdot \underline{I}_0 \quad \dots (20, (21)$$

(see Footnote 1)

By comparing equation (20) with equation (1) we obtain the identity we have been seeking:

$$[H] = \exp(-x[P]^{\frac{1}{2}}) \quad \dots (22)$$

As equation (9) shows, modal matrix $[M]$ diagonalizes the transmission matrix $[H]$ and thus the matrix $\exp(-x[P]^{\frac{1}{2}})$ also.

It can be shown with the aid of the absolutely convergent exponential series (Footnote 1) that $[M]$ also diagonalizes $[P]$. If $[\Lambda]$ is the diagonal matrix of the eigenvalue λ_i of $[P]$, the following is applicable:

$$[\Lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1^2 & & \\ & \ddots & \\ & & \gamma_n^2 \end{bmatrix} = [M]^{-1} \cdot [P] \cdot [M] \quad \dots (23)$$

where for the sake of simplicity we write:

$$\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \sqrt{\lambda_i}$$

Footnote 1

The Matrix $\exp([X])$ is defined by the series expansion:

$$\exp([X]) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[X]^k}{k!} = [E] + [X] + \frac{[X]^2}{2!} + \dots$$

(d) *Matrices des impédances propres et mutuelles*

Le calcul exact de la matrice impédance $[z]$ qui apparaît dans l'équation (29) :

$$\frac{\partial}{\partial x} \underline{V} = -[z] \cdot \underline{I} \quad (29)$$

est basé sur la détermination du champ électromagnétique autour de la ligne, de celui qui pénètre dans le sol et aussi du champ à l'intérieur des conducteurs eux-mêmes.

Le problème de la propagation des ondes guidées par des fils en présence d'un sol de conductivité finie est connu depuis le début des télécommunications. Les solutions classiques de ce problème utilisent des méthodes pour déterminer l'effet d'un sol de conductivité finie sur les impédances propres et mutuelles (Carson, 1926, 1927; Pollaczek, 1931). Plus tard, Wise a généralisé ces méthodes (Wise, 1931; Wise, 1934).

On montre dans les travaux mentionnés ci-dessus que la matrice impédance d'une ligne peut être décomposée comme suit :

$$[z] = [R_i] + [R_e] + j([X_i] + [X_v] + [X_o]) \quad (30)$$

Les termes individuels ayant les significations suivantes :

$[R_i] + j[X_i]$: Matrice des impédances internes des conducteurs;

$j[X_v]$: Matrice des réactances propre et mutuelle de la ligne sans pertes;

$[R_e] + j[X_o]$: Matrice des impédances de correction due à la terre, d'après Carson.

Impédance interne des conducteurs $[R_i] + j[X_i]$:

L'effet du déplacement du courant doit être pris en compte pour calculer l'impédance interne d'un conducteur en haute fréquence. On a montré (Galloway et d'autres, 1964) qu'aux fréquences élevées, la densité de courant n'est importante que dans la partie externe des conducteurs de la couche extérieure, compte tenu dans les calculs de la structure de la ligne (câbles constitués de plusieurs brins).

Les expressions suivantes sont utilisées dans cette publication pour R_i et X_i :

$$R_{ij} = X_{ij} = \frac{K \sqrt{\omega \cdot \mu \cdot \rho}}{\sqrt{2} \cdot r \pi \cdot (2 + n)} \quad (31)$$

This means that for any given voltage vector at point x:

$$\underline{v}_x = [M] \cdot \begin{bmatrix} e^{-x\gamma_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-x\gamma_n} \end{bmatrix} \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{v}_0 \quad \dots (25)$$

or for a particular voltage mode i at the same point x:

$$\underline{M}_x^{(i)} = \underline{M}_0^{(i)} \cdot e^{-x\gamma_i} = \underline{M}_0^{(i)} \cdot e^{-x\alpha_i} \cdot e^{-jx\beta_i} \quad \dots (26)$$

Similarly, for any phase current vector:

$$\underline{I}_x = [N] \begin{bmatrix} e^{-x\gamma_1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-x\gamma_n} \end{bmatrix} \cdot [N]^{-1} \cdot \underline{I}_0 \quad \dots (27)$$

or for the current mode i:

$$\underline{N}_x^{(i)} = \underline{N}_0^{(i)} \cdot e^{-x\gamma_i} = \underline{N}_0^{(i)} \cdot e^{-x\alpha_i} \cdot e^{-jx\beta_i} \quad \dots (28)$$

The eigenvectors of the voltage are calculated from $[P]$ and those of the current from the transposed matrix $[P]^T$; the attenuation per unit length α_i and the phase-shift coefficient β_i corresponding to the respective mode, defined as roots of the eigenvalue of $[P]$ or $[P]^T$, are the same.

As matrix $[P]$, and with it $[P]^T$, is not symmetrical, different voltage and current modes are not generally orthogonal, i.e. the total power cannot be calculated accurately by adding the modal powers. The numerical results, however, show that as a rule deviations are only slight. A satisfactory approximation of the eigenvectors can often be obtained by using the so-called Clarke distribution (see equation 42); however, the numerical values of the differences between the eigenvalues must be calculated accurately as these are responsible for the modal cancellation.

(c) Impedance and admittance per unit length

As has already been shown, the propagation for sinusoidal signals is described by the wave equations (16) and (17) when plane waves are presupposed. The matrices of the series impedances $[z]$ and the shunt admittances $[y]$ are of paramount importance for solving the wave equations.

If the concept of modal transformation is used for the solution, the diagonalization of the matrix products $[P] = [z][y]$ and $[P]^T = [y][z]$ takes a prominent position. The matrices $[z]$ and $[y]$ can be defined given a known line geometry, line data and the soil conductivity so that, with the aid of a high-performance digital computer, eigenvalue analysis of $[P] = [z][y]$ is possible for any number of conductors. Factors which must be taken into account are the skin effect

- R_{ij} : résistance interne du j^{e} brin,
 X_{ij} : réactance interne du j^{e} brin,
 K : coefficient dépendant du nombre de brins de la couche extérieure,
 μ : perméabilité du matériau conducteur,
 ρ : résistivité du conducteur,
 ω : pulsation,
 r : rayon des brins de la couche extérieure,
 n : nombre de brins de la couche extérieure.

Dans le cas de conducteurs en faisceau, R_i et X_i sont diminués par un facteur dépendant du nombre de sous-conducteurs utilisés. $[R_i]$ et $[X_i]$ sont des matrices diagonales, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de couplage entre les différentes impédances internes des conducteurs.

En ce qui concerne les réactances propre et mutuelle $[X_v]$ de la ligne sans pertes, le champ magnétique et par conséquent les inductances propre et mutuelle de la ligne sans pertes, peuvent être calculés simplement en appliquant le principe des conducteurs-images.

Les relations suivantes s'appliquent à la matrice de l'inductance linéique :

$$[L_v] = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot [G]; \quad [X_v] = \omega \cdot [L_v] \quad (32), (33)$$

$[G]$ est la matrice dite géométrique dont les éléments ont la signification suivante :

$$G_{ii} = \ell n \left(\frac{2h_i}{r_i} \right); \quad G_{ij} = \ell n \left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}} \right) \quad (34), (35)$$

h_i est la hauteur moyenne et r_i le rayon équivalent du i^{e} conducteur. D_{ij} est la distance entre le conducteur i et l'image du conducteur j . d_{ij} est la distance entre les deux conducteurs. Les matrices $[L_v]$ et $[X_v]$ sont réelles, carrées et symétriques par rapport à la diagonale principale.

Impédances de terre $[R_e] + j[X_e]$:

Carson (1926) a calculé l'impédance de correction $[R_e] + j[X_e]$ qui décrit l'effet du champ électromagnétique dans le sol.

L'analyse fait apparaître des expressions intégrales compliquées et le calcul est établi selon les étapes suivantes :

- Établissement des équations d'ondes pour la composante E_z du champ électrique selon l'axe du conducteur pour l'espace environnant et pour le sol;

in the conductors, earth losses and any dielectric losses which might result from ice on the line (whereby the otherwise purely reactive admittance per unit length $[y]$ becomes complex).

(d) Matrix of the self and mutual impedances

The exact calculation of the series impedance matrix $[z]$ shown in equation (29)

$$\frac{\partial}{\partial x} \underline{V} = -[z] \cdot \underline{I} \quad \dots (29)$$

is based on the determination of the electromagnetic field which surrounds the line, that which penetrates the earth and also the field within the conductor itself.

The problem arising from the propagation of waves carried on wires in the presence of a finitely conductive earth's surface, has been known since the earliest days of telecommunications. Classical treatments of this problem showed methods for determining the effect a finitely conductive earth has on the self and mutual impedances (Carson, 1926, 1927; Pollaczek, 1931). Wise later generalized these methods (Wise, 1931; Wise, 1934).

It is shown in the above mentioned works that the matrix of the series impedance of a line can be divided as follows:

$$[z] = [R_i] + [R_e] + j ([X_i] + [X_v] + [X_e]) \quad \dots (30)$$

The individual expressions have the following meanings:

$[R_i] + j[X_i]$: Matrix of the internal impedances of the conductors

$j[X_v]$: Matrix of the self and mutual reactances of the loss-free line

$[R_e] + j[X_e]$: Matrix of the earth correction impedances according to Carson.

Internal impedance of the conductors $[R_i] + j[X_i]$:

The effect of the current displacement must be taken into consideration when calculating the internal impedance of the conductor at high frequency. It is shown (Galloway et al 1964) that at high frequencies the current density is considerable only in the outer part of the wires in the outermost layer, account being taken of the line structure (cable made of stranded wires) in the deduction of the results.

The expressions used in this paper for R_i and X_i are as follows:

$$R_{ij} = X_{ij} = \frac{K\sqrt{\omega \cdot \mu \cdot \rho}}{\sqrt{2} \cdot r \pi \cdot (2+n)} \quad \dots (31)$$

- Intégration des équations d'ondes;
- Calcul des composantes H_x et H_y du champ magnétique transverse dans les deux milieux, compte tenu des conditions aux limites à la surface du sol;
- Dédution des impédances propre et mutuelle en utilisant le potentiel vecteur magnétique.

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance de correction de Carson sont fonctions de deux paramètres r et θ .

$$[R_e] = \frac{\omega \cdot \mu_0}{\pi} \cdot [P(r, \theta)] \quad (36)$$

$$[X_e] = \frac{\omega \cdot \mu_0}{\pi} [Q(r, \theta)] \quad (37)$$

$$r_{ij} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{\rho}} \cdot D_{ij} ; r_{ii} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{\rho}} \cdot 2h_i \quad (38), (39)$$

ρ : résistivité du sol

μ_0 : perméabilité de l'espace libre

D_{ij} : distance entre le conducteur i et l'image du conducteur j

θ_{ij} : angle compris entre le conducteur i et l'image du conducteur j

$\theta_{ii} = 0$

h_i : hauteur moyenne du conducteur i .

Les éléments des matrices $[P]$ et $[Q]$ sont obtenus à l'aide d'un développement en série compliqué. Malheureusement, la complexité de ces expressions ne permet pas de déterminer de façon simple l'effet de variables comme la géométrie de la ligne, la fréquence ou encore la résistivité du sol. Aussi, on recommence les calculs sur ordinateur pour différentes valeurs des paramètres. Les résultats de ces calculs systématiques sont alors étudiés et comparés.

(e) Matrice des admittances propres et mutuelles

Le champ électrostatique régissant le calcul de la capacité linéique peut être considéré comme plan. Les surfaces des conducteurs et celle du sol seront considérées comme étant équipotentielles; les pertes diélectriques peuvent en général être négligées. Dans ces conditions, le principe des conducteurs images est utilisable à nouveau. Les relations donnant les capacités partielles sont alors semblables à celles de l'équation (32) :

$$[C_v] = 2 \pi \cdot \epsilon_0 \cdot [G]^{-1}, \quad [Y] = \omega \cdot [C_v] \quad (40), (41)$$

- R_{ij} : Internal resistance of the j-th conductor
- X_{ij} : Internal reactance of the j-th conductor
- K : Coefficient, dependent on the number of wires in the outermost layer
- μ : Permeability of the conductor material
- ρ : Specific resistance of the conductor
- ω : Angular frequency
- r : Radius of the wires in the outermost layer
- n : Number of wires in the outermost layer

In the case of bundled conductors, R_i and X_i are reduced by a factor corresponding to the number of sub-conductors used. $[R_i]$ and $[X_i]$ are diagonal matrices, i.e. there are no coupling elements between the various internal impedances of the conductors.

Concerning the self and mutual reactances $[X_v]$ of the loss-free lines the magnetic field, and thus the self and mutual inductances of the loss-free line can be calculated in a simple way by applying the image principle.

The following relationship applies to the matrix of the inductance per unit length:

$$[L_v] = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot [G] ; \quad [X_v] = \omega \cdot [L_v] \quad \dots (32), (33)$$

$[G]$ is the so-called geometry matrix, whose elements have the following significance:

$$G_{ii} = \ln \left(\frac{2h_i}{r_i} \right) ; \quad G_{ij} = \ln \left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}} \right) \quad \dots (34), (35)$$

Here, h_i is the mean height and r_i the equivalent radius of the i-th conductor. D_{ij} is the distance between conductor i and the image of conductor j, and d_{ij} the distance between the two conductors. Matrices $[L_v]$ and $[X_v]$ are real, square and symmetrical about the principal axis.

Earth impedances $[R_e] + j [X_e]$:

Carson (1926) deduced the correction impedance $[R_e] + j [X_e]$ which describe the effect of the electromagnetic field in the earth.

The analysis presents complicated integral expressions which are deduced in the steps shown below:

- The wave equations for the electric field strength E_z in the direction of the conductor axis are written for the surrounding space and for the earth.

$[G]^{-1}$ est la matrice inverse de $[G]$ utilisée dans l'équation (32) dont les éléments décrivent la configuration géométrique de la ligne.

Comme déjà indiqué, les admittances de ligne sont généralement considérées comme étant sans pertes, c'est-à-dire comme des quantités purement imaginaires. Normalement, l'affaiblissement est déterminé presque exclusivement par les pertes série dans le sol et dans les conducteurs de phase. L'affaiblissement supplémentaire dans le cas de givre sur les conducteurs est considéré par Perz comme étant dû à des pertes diélectriques (Perz, 1968). Dans le modèle mathématique, ces pertes apparaissent comme des conductances réelles en parallèle avec les capacités partielles.

(f) *Influence des paramètres de la ligne sur les quantités modales.*

Dans le calcul des vecteurs propres et des valeurs propres, il est fréquent que certains paramètres comme la résistivité du sol ne soient pas connus avec précision et qu'ils doivent par conséquent être estimés, dans certaines limites.

D'autres paramètres sont sujets à des variations dans le temps, par exemple la hauteur moyenne d'un conducteur de phase au-dessus du sol (la flèche du conducteur dépend de la température).

Il est par conséquent important de connaître l'effet que ces paramètres peuvent avoir sur les vecteurs propres et les valeurs propres.

Une représentation analytique est extrêmement difficile; cependant, l'étude systématique d'un grand nombre d'analyses de valeurs propres permet d'obtenir des résultats qui sont en général applicables à presque toutes les combinaisons de ces paramètres.

Avec l'augmentation des courants et des puissances transmises sur des lignes d'énergie de plus en plus longues, les lignes triphasées à armement horizontal prennent régulièrement une importance croissante. Elles sont en général transposées et posent par conséquent des problèmes particuliers quant à la propagation de signaux à haute fréquence. Les parties réelle et imaginaire de la matrice complexe des valeurs propres d'une ligne classique à armement horizontal sont représentées figures 2 et 3.

On est arrivé aux résultats suivants pour ce type important de ligne :

- les vecteurs propres sont pratiquement indépendants de la géométrie de la ligne, de la résistivité du sol et de la fréquence. Ils correspondent presque aux composantes diagonales de Clarke :

$$[N] = [M] \approx \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1/2 & -1 & 1 \end{bmatrix} \text{ ou } M^{(1)} = \begin{bmatrix} -1/2 \\ 1 \\ -1/2 \end{bmatrix} M^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} M^{(3)} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (42)$$

- les différents vecteurs propres de tension et de courant sont par conséquent pratiquement orthogonaux; ceci signifie qu'en un point quelconque de la ligne, la somme des puissances des phases est à peu près égale à la somme des puissances des modes;
- la valeur propre du mode 1, c'est-à-dire le mode le moins affaibli, dépend presque seulement des dimensions, de la disposition et de la conductivité des conducteurs de phase. Donc elle peut être calculée avec suffisamment de précision au moyen d'une formule approchée simple. L'influence du sol provoque une diminution de l'affaiblissement dans d'étroites limites lorsque la résistivité du sol augmente;

- Integration of the wave equations.
- Calculation of the transverse magnetic field strength H_x and H_y for both media taking the continuity conditions at the earth's surface into account.
- Deduction of the self and mutual impedances by use of the magnetic vector potential.

The real and imaginary parts of Carson's correction impedance are functions of the two parameters r and θ .

$$[R_e] = \frac{\omega \cdot \mu_0}{\pi} \cdot [P(r, \theta)] \quad \dots (36)$$

$$[X_e] = \frac{\omega \cdot \mu_0}{\pi} [Q(r, \theta)] \quad \dots (37)$$

$$r_{ij} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{\rho}} \cdot D_{ij} ; \quad r_{ii} = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu_0}{\rho}} \cdot 2h_i \quad \dots (38), (39)$$

ρ : Specific resistance of the earth

μ_0 : Permeability of free space

D_{ij} : Distance between conductor i and the image of conductor j

θ_{ij} : Included angle between conductor i and the image of conductor j

$\theta_{ii} = 0$

h_i : Mean height of conductor i

The elements of matrices $[P]$ and $[Q]$ are obtained by means of a complicated series expansion. Unfortunately, the complexity of these expressions does not allow the effect of the variables, e.g. the line geometry, the frequency or the specific resistance of the earth, to be determined in a simple manner. Thus the calculation has to be repeated by the computer for the various parameter values. The results of this systematic calculation can then be evaluated and compared.

(e) Matrix of the self and mutual admittances

The electrostatic field governing the calculation of the capacitance per unit length can be considered a plane field. The surfaces of the conductors and the earth will be considered as equipotential surfaces; dielectric losses may be generally neglected. Given these conditions, the image principle can be used again. The relationships for the partial capacitances are then similar to those in equation (32):

$$[C_v] = 2\pi \cdot \epsilon_0 \cdot [G]^{-1} , \quad [Y] = \omega \cdot [C_v] \quad \dots (40), (41)$$

- la valeur propre du mode 2 (mode différentiel ou symétrique) conduit à des *affaiblissements quelque peu plus élevés et des vitesses de phases quelque peu plus faibles*; on doit prendre garde à ce que, dans certaines circonstances, le mode 1 et le mode 2 peuvent s'annuler.

L'influence du sol est dans ce cas un peu plus prononcée; une résistivité du sol plus élevée donne également une diminution de l'affaiblissement du mode 2.

- l'affaiblissement du mode 3 (mode homopolaire) est déterminé presque exclusivement par les pertes dans le sol. A cause de son affaiblissement élevé, ce mode peut presque toujours être négligé; par conséquent deux modes seulement doivent être considérés pour la propagation des ondes;
- l'application stricte de ces notions conduit à des modèles simplifiés qui, d'une part, rendent le traitement analytique du problème plus facile et, d'autre part, reproduisent de façon réaliste l'effet des variations des paramètres sur la propagation des ondes.

(g) Calcul et application des résultats de l'analyse modale aux lignes triphasées homogènes à armement horizontal

On s'intéresse en général à ne transmettre la puissance du signal que sous forme de mode 1, puisque celui-ci présente l'affaiblissement linéique le plus faible.

Ceci n'est possible que pour des lignes homogènes et uniquement lorsque le signal est couplé aux 3 phases de telle sorte que les tensions injectées sur les phases représentent exactement le vecteur propre $M^{(1)}$ du mode présentant l'affaiblissement le plus faible. Pour des motifs économiques, le couplage du mode 1 est très rarement utilisé. Pratiquement, le couplage phase-terre ou le couplage interphase sont utilisés pour la transmission de téléphonie et de signaux tandis qu'en général seul le couplage interphase est utilisé pour les signaux de téléprotection.

Il apparaît immédiatement, au vu des vecteurs propres de l'équation (42), qu'avec ces méthodes de couplage, le signal est injecté sous forme d'une combinaison de modes comprenant respectivement le mode 3 et le mode 2. La seule exception est le couplage interphase entre les deux phases latérales qui ne crée que du mode 2.

La propagation peut être décrite complètement de façon mathématique par l'équation matricielle suivante :

$$U_r = C^T \cdot [M] \cdot [L] \cdot [M]^{-1} \cdot C \cdot U_s \quad (45)$$

Le vecteur de couplage C décrit la distribution sur les différentes phases de la tension émise U_s et C^T la transformation inverse pour la tension reçue U_r . La transmission en parallèle du signal au moyen de plusieurs modes ayant chacun son affaiblissement et son déphasage linéique est analogue à la propagation multiple des systèmes de radiocommunication dans lesquels ont lieu des phénomènes de compensation et d'annulation bien connus.

$[G]^{-1}$ is the inverse of the matrix $[G]$ used in equation (32), whose elements describe the geometric configuration of the line.

As was mentioned, the line admittances are generally considered as being loss-free, i.e. as purely imaginary quantities. Normally, the attenuation is determined almost exclusively by the series losses in the earth and in the phase conductors. The additional attenuation in the case of ice on the conductor is taken by Perz to be due to dielectric losses (Perz, 1968). In the mathematical model, these losses appear as real conductances in parallel with the partial capacitances.

(f) Effect of line parameters on the modal quantities

When calculating the eigenvalues and eigenvectors, it is often the case that individual parameters, e.g. the soil conductance, are not known exactly and must therefore be estimated within certain limits.

Other parameters are subject to fluctuation at certain times, e.g. the mean height of the phase conductor above the earth (the sag of the line depends on the temperature).

It is therefore important to know the effect these parameter variations have on the eigenvalues and eigenvectors.

Analytical representation is extremely difficult; however, by systematic evaluation of a large number of eigenvalue analyses, results can be obtained which are generally applicable for almost all parameter combinations.

With ever-higher heavy-current powers being transmitted over increasingly long distances, horizontally disposed 3-phase lines are steadily gaining in importance. They are usually transposed and therefore pose special problems with regard to signal propagation at high frequencies. The real and imaginary parts of the complex eigenvalue matrix of a typical horizontal line are represented in Fig. 2 and 3.

The following results are arrived at for this important type of line:

- The eigenvectors are practically independent of the line geometry, earth conductance and frequency. They almost correspond to Clarke's diagonal components:

$$[N] = [M] \approx \begin{bmatrix} -1/2 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & -1 & 1 \end{bmatrix} \text{ or } \underline{M}^{(1)} = \begin{bmatrix} -1/2 \\ 1 \\ -1/2 \end{bmatrix} \quad \underline{M}^{(2)} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad \underline{M}^{(3)} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

... (42)

- Different voltage and current eigenvectors are therefore practically orthogonal; this means that at any point on the line the sum of the phase powers is approximately the same as the sum of the mode powers.
- The eigenvalue of mode 1, i.e. the mode with the lowest attenuation, is almost solely dependent on the dimensions,

On voit maintenant qu'il sera commode, en particulier pour les lignes non-homogènes, de diviser l'affaiblissement de la ligne a_l en deux parties : une partie a_1 qui serait l'affaiblissement dans le cas d'une propagation idéale en mode 1 et un *affaiblissement supplémentaire* a_a qui représente l'effet de la propagation multi-mode.

Pour cela, on modifie la matrice diagonale $[L]$ comme suit (l_s est la longueur de la section de ligne considérée) :

$$[L] = \left[e^{-\gamma_1 \cdot l_s} \right] = e^{-\gamma_1 \cdot l_s} \left[e^{-\Delta\gamma_{11} \cdot l_s} \right] = e^{-\gamma_1 \cdot l_s} [L^*] \quad (46)$$

Par conséquent, les éléments diagonaux de la nouvelle matrice de la ligne $[L^*]$ sont les *différences des valeurs propres complexes* par rapport au mode 1.

Ainsi, l'équation (45) devient :

$$U_r = e^{-\gamma_1 \cdot l_s} \cdot \underline{C}^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C} \cdot U_s \quad (47)$$

L'affaiblissement de la ligne peut maintenant être calculé à partir de l'équation (47) :

$$a_L = \ln |e^{-\gamma_1 \cdot l_s}| - \ln |\underline{C}^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C}| \quad (48)$$

Il apparaît comme la somme de l'affaiblissement minimal théorique a_1 et de l'affaiblissement supplémentaire a_a dû au couplage lui-même qui n'est pas idéal. La seconde partie de l'expression (48), qui n'est autre que l'affaiblissement supplémentaire, a_a peut s'écrire de la façon suivante en appliquant les simplifications établies dans l'équation (42) :

$$a_a = - \ln |c_0 + c_1 \cdot e^{-\Delta\gamma_{21} \cdot l_s}| \quad (49)$$

L'équation (49) illustre le danger des phénomènes de compensation dus à la propagation multi-mode ; celui-ci est particulièrement prononcé lorsque $C_0 \neq 0$ avec $|C_0| \ll |C_1|$.

L'annulation complète, c'est-à-dire un affaiblissement supplémentaire infini se produit lorsque :

$$|c_0 + c_1 \cdot e^{-\gamma_{21} \cdot l_s}| = 0 \quad (50)$$

Comme premier résultat de l'analyse modale, la comparaison des coefficients de l'équation (50) sert de base aux résultats suivants, pour les lignes homogènes :

- avec un couplage phase-terre, il existe un danger d'annulation du signal si, aux deux extrémités, une phase latérale est utilisée pour le couplage ;
- si le couplage phase-terre optimal est utilisé (phase centrale aux deux extrémités), l'affaiblissement supplémentaire a_a est égal à 3,5 dB ; il est indépendant de la fréquence, de la géométrie de la ligne et de la résistivité du sol ;

configuration and conductivity of the phase conductors. Hence, it can be calculated to a sufficiently accurate degree by means of a simple approximation formula. To a slight extent, the earth's influence causes the attenuation to be reduced when the specific resistance of the earth increases.

- The eigenvalue of mode 2 (the differential mode) leads to somewhat higher attenuations and lower phase velocities; it must be feared that in certain circumstances mode 1 and mode 2 may be cancelled.

The influence of the earth is here already a little more pronounced; higher specific resistances of the earth likewise cause a reduction in the mode 2 attenuation.

- The attenuation of mode 3 (the common mode) is determined almost exclusively by the losses in the ground. Because of its high attenuation, this wave mode can almost always be neglected; thus, only 2 modes need be considered for signal propagation.

Strict application of this knowledge leads to simplified models which on the one hand make analytical treatment of the problems easier, and on the other vividly reproduce the effect of parameter fluctuations on the signal propagation.

(g) Evaluation and application of the results of the modal analysis for homogeneous, horizontal 3-phase lines

In general, we are interested in transmitting the signal power in the form of mode 1, defined as that mode with the lowest attenuation per unit length.

This is only possible with homogeneous lines, and only then when the signal is coupled on all 3 phases so that the impressed phase voltages generate exactly the eigenvector $\underline{M}^{(1)}$ of the mode with the lowest attenuation. For economic reasons this mode 1 coupling is very seldom used. In practice both single-phase and two-phase coupling is used for the transmission of voice and data signals, and normally two-phase for teleprotection signals.

It is immediately evident, from the eigenvectors given in equation (42), that with these methods the signal is coupled in the form of a mode combination comprising 3 and 2 modes respectively. The sole exception is the two-phase coupling between the two outer phases, which generates mode 2 only.

The entire propagation may be described mathematically by the following matrix equation:

$$\underline{U}_r = \underline{C}^T \cdot [\underline{M}] \cdot [\underline{L}] \cdot [\underline{M}]^{-1} \cdot \underline{C} \cdot \underline{U}_s \cdot \dots \quad (45)$$

The coupling vector \underline{C} describes the distribution of the transmitted voltage U_s between the individual phases and \underline{C}^T the transformation back to the received voltage U_r . The parallel transmission of the signal, via several modes having different attenuations per unit length and phase-

shift coefficients, are similar to the compensation and cancellation phenomena known to occur in radio communications systems with multipath propagation.

It is now seen to be convenient, especially for inhomogeneous lines, to split the line attenuation a_L into two parts: one part a_1 which would be produced in the case of the ideal mode 1 propagation, and an additional attenuation a_a which reproduces the effect of the multipath propagation.

For this purpose the diagonal matrix $[L]$ is modified as follows (ℓ_s is the length of the section under consideration):

$$[L] = \left[e^{-\gamma_i \cdot \ell_s} \right] = e^{-\gamma_1 \cdot \ell_s} \left[e^{-\Delta\gamma_{i1} \cdot \ell_s} \right] = e^{-\gamma_1 \cdot \ell_s} [L^*] \quad \dots (46)$$

Consequently, on the diagonal of the new line matrix $[L^*]$ are the complex eigenvalue differences referred to mode 1.

Thus, equation (45) becomes:

$$U_r = e^{-\gamma_1 \cdot \ell_s} \cdot \underline{C}^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C} \cdot U_s \quad \dots (47)$$

The line attenuation can now be calculated from equation (47):

$$a_L = \ln \left| e^{-\gamma_1 \cdot \ell_s} \right| - \ln \left| \underline{C}^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C} \right| \quad \dots (48)$$

It appears as the sum of the theoretical minimum attenuation a_1 and the additional attenuation a_a caused by the coupling itself, which is not ideal. The second expression (48), i.e. the additional attenuation a_a , can be shown as follows by applying the simplifications substantiated in equation (42)

$$a_a = - \ln \left| c_0 + c_1 \cdot e^{-\Delta\gamma_{21} \cdot \ell_s} \right| \quad \dots (49)$$

Equation (49) illustrates the danger of compensation phenomena as a result of multipath propagation; this is especially pronounced for $c_0 \neq 0$, but $|c_0| \leq |c_1|$. Full cancellation, i.e. infinitely high additional attenuation, occurs when:

$$\left| c_0 + c_1 \cdot e^{-\gamma_{21} \cdot \ell_s} \right| = 0 \quad \dots (50)$$

As a first result of the modal analysis, the coefficient comparison in equation (50) is used as a basis for making the following statements for homogeneous lines:

- With single-phase couplings there is a danger of signal cancellation when, at each end, the outer phase is used for coupling.

- il n'y a pas de danger d'annulation du signal si on utilise un couplage interphase;
- si le couplage interphase optimal est utilisé (phase centrale et une phase latérale aux deux extrémités), l'affaiblissement supplémentaire a_u est compris entre 0 et 6 dB et indépendant de la fréquence, de la géométrie de la ligne et de la résistivité du sol.

Par conséquent, pour les lignes homogènes, tout risque d'annulation du signal peut être écarté par un choix judicieux du couplage. Ce n'est en général pas le cas pour les lignes non-homogènes. Les inhomogénéités, telles que les transpositions ou les défauts en ligne, jouent le rôle de transformateurs de mode; elles transforment la combinaison incidente des modes en une nouvelle distribution de ceux-ci ou même créent un nouveau mode qui était absent à l'origine.

La C.E.I. fournit des informations concernant le couplage optimal des C.P.L. pour les lignes homogènes à 1 et 2 ternes (CE 57 de la C.E.I.).

Il existe une abondante littérature sur la propagation des modes (Carson et Hoyt, 1927; Carson, 1926; Pollaczek, 1931; Wise, 1931 et 1934; Chevallier, 1945 et 1951; Pelissier, 1950; Adams, 1959; Kostenko, 1960; Adams et Barthold, 1960; Wedepohl, 1963; Barthold, 1964; Galloway, Shorrocks et Wedepohl, 1964; Mochihiro Ushirozawa, 1964; Barthold et Clade, 1964; Perz, 1964 a et b; Hedman, 1965; Wedepohl, 1965; Wedepohl et Wasley, 1965; Wedepohl, 1966; Perz, 1968; Perz, 1973; Pelissier, 1969; Maniglier, 1969; Robertson, 1972; Friedman, Robertson et Stillhard, 1972; Jones et Bozoki, 1964; Soiron, 1973; Perz et Hazel, 1973; Gary, 1976; CE 57 de la C.E.I.; Eggimann et autres 1977; Shkarin, 1977; Wedepohl et Epthymiadis 1978; Epthymiadis et Wedepohl 1978).

4.2.1.2. Analyse modale pour les lignes non-homogènes

Une ligne de transport d'énergie n'est pas nécessairement homogène sur tout son parcours. Par exemple, une ligne aérienne peut se terminer par un tronçon en câble souterrain, il peut y avoir des transpositions ou encore la configuration des conducteurs peut, pour un motif quelconque, changer en certains points. Des difficultés importantes peuvent aussi être dues aux piquages (configuration en T).

De tels systèmes peuvent être principalement étudiés en termes d'analyse modale pour un certain nombre de sections homogènes. Ceci se fait habituellement en établissant les équations de transfert pour chaque section considérée comme un dipôle. A ce propos, l'affaiblissement global, les impédances d'entrée, etc. sont obtenus en composant les sections à l'aide des matrices admittance des chaînes et des nœuds.

Le lecteur intéressé par plus de détails sur cette méthode de calcul est renvoyé à l'article de Wedepohl (1966) dans lequel ce sujet est excellemment traité.

- When the optimum single-phase coupling is used (centre phase to earth at both ends) the additional attenuation is $a_a = 3.5$ dB; a_a is independent of frequency, line geometry and the conductivity of the ground.
- There is no danger of signal cancellation when two-phase couplings are used.
- When optimum two-phase couplings are used (centre phase to outer phase at both ends) the range of the additional attenuation is $a_a = 0$ to 6 dB, independent of frequency, line geometry and the conductivity of the ground.

Thus, in the case of homogeneous lines, all risk of signal cancellation can be eliminated by suitable choice of the coupling method. This is not generally the case with inhomogeneous lines. Inhomogeneities such as transpositions and line faults act as mode transformers; they transform an incoming mode combination into a new mode distribution or generate a new mode not originally present.

Information about optimum p.l.c. couplings for homogeneous single and double systems is given by the IEC. (IEC, TC57).

There is an extensive literature on mode propagation (Carson and Hoyt, 1927; Carson 1926; Pollaczek 1931; Wise 1931 and 1934; Chevallier 1945 and 1951; Pelissier 1950; Adams 1959; Kostenko 1960; Adams and Barthold 1960; Wedepohl 1963; Barthold 1964; Galloway Shorrocks and Wedepohl 1964; Michihiro Ushirozawa 1964; Barthold and Clade 1964; Perz 1964a and b; Hedman 1965; Wedepohl 1965; Wedepohl and Wasley 1965; Wedepohl 1966; Perz 1968; Perz 1973; Pelissier 1969; Maniglier 1969; Robertson 1972; Friedmann, Robertson and Stillhard 1972; Jones and Bozoki 1964; Soiron 1973; Perz and Hazel 1973; Gary 1976; IEC TC57; Eggiman et al 1977, Shkarin 1977; Wedepohl and Efthymiadis 1978; Efthymiadis and Wedepohl 1978).

4.2.1.2 Modal analysis on non-homogeneous lines

A power transmission line is not necessarily homogeneous throughout its length. For example, an aerial system may be terminated by a length of underground cable, the system may be transposed or the conductor configuration may, for some reason change at certain points. Serious problems may also be caused by tapped lines (tee configuration).

Principally, such systems may be analysed in terms of the modal parameters of a number of homogeneous sections. This is usually done by setting up the two-port transfer equations for each section. Thereupon, the overall attenuation and input impedances, etc are obtained by compounding the sections on the basis of chain or nodal admittance matrices.

The reader who is interested in more details concerning the method of calculation is referred to the paper by Wedepohl (1966), where an excellent treatment of the subject is given.

Inhomogeneities of the above mentioned types generally cause additional attenuation due to mode conversions and standing wave effects.

Les inhomogénéités du genre de celles mentionnées plus haut provoquent en général un affaiblissement supplémentaire dû aux conversions de mode et aux effets d'ondes stationnaires. Si des ondes progressives sont totalement ou partiellement réfléchies en plus d'un point du système, les variations résultantes de la réponse en fréquence peuvent poser un sérieux problème qui peut avoir des conséquences plus graves qu'un affaiblissement considérablement plus grand mais avec des variations plus petites.

Dans ce qui suit, on décrit les propriétés des types d'inhomogénéités qui se présentent couramment et on donne quelques règles de base à l'intention des ingénieurs d'études.

4.2.1.2.1. *Transpositions de phase*

Les transpositions des phases d'une ligne d'énergie provoquent essentiellement une modification de la répartition d'énergie entre les différents modes. Leur effet sur la transmission du signal dépend principalement des paramètres de la ligne, de sa longueur, du mode de couplage, de la fréquence et du type et du nombre des transpositions. Les effets fondamentaux des transpositions sur la transmission du signal sont les suivants :

- (a) ou bien l'affaiblissement de la ligne est augmenté d'une certaine valeur, la réponse en fréquence étant relativement régulière;
- (b) ou bien l'affaiblissement de la ligne varie de façon significative avec la fréquence c'est-à-dire qu'il présente des maxima et des minima prononcés. Dans certaines conditions, les maxima peuvent devenir de véritables pôles d'affaiblissement.

Considérons maintenant le calcul de l'affaiblissement supplémentaire dû aux transpositions. Les vecteurs tension des phases avant la transposition correspondent à une certaine combinaison linéaire des composantes modales. Après la transposition, les vecteurs tension des phases peuvent également être représentés comme la somme des vecteurs propres. Si les vecteurs propres tension et courant des différents modes sont orthogonaux, ceci s'appliquant ici avec une précision suffisante, il n'y a pas de réflexions; la transposition agit comme un transformateur de modes sans pertes qui peut être décrit par la matrice de transformation [T]. Dans ces conditions l'affaiblissement d'une ligne transposée peut être représenté de la même façon que celui d'une ligne homogène c'est-à-dire comme la somme de l'affaiblissement a_1 en mode 1 et de l'affaiblissement supplémentaire a_a dû au couplage, non-idéal, et aux transpositions elles-mêmes. Par exemple, la relation suivante s'applique à une ligne symétrique, avec deux transpositions et de longueur totale l :

$$a_L = - \ln | e^{-\gamma_1 l} | - \ln | C^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot C | \quad (51)$$

L'affaiblissement supplémentaire (seconde partie de l'équation (51)) peut aussi s'écrire sous la forme de la somme d'expressions exponentielles. Pour n sections de longueur l_s , il vient :

$$a_a = - \ln \left| \sum_{i=0}^n c_i \cdot e^{-\Delta \cdot l_s \cdot i} \right| = - \ln \left| \sum_{i=0}^n c_i e^{-(\Delta a + j\Delta \psi) \cdot i} \right| = - \ln \left| \sum_{i=0}^n c_i e^{-\Delta \gamma_{21} \cdot l_s \cdot i} \right| \quad (52)$$

If travelling waves are reflected or partially reflected at more than one point in the system, the resulting fluctuations in the frequency response may present a serious problem, which may be of greater consequence than a considerably higher attenuation having smoother characteristics.

In the following, the properties of currently occurring types of inhomogeneities are described and some basic rules for the planning engineer are given.

4.2.1.2.1 Line transpositions

Principally, transpositions in a transmission line cause a change in the energy content of the different modes. Their effect on signal transmission depends essentially on the parameters of the line, line length, coupling method, frequency, and the type and number of transpositions. Basically, the effect of the line transpositions on the signal transmission is as follows:

- (a) either the line attenuation is increased by a certain amount; the frequency response being relatively smooth, or
- (b) the line attenuation varies significantly with the frequency, i.e. pronounced attenuation maxima and minima occur. Under certain conditions the maxima may become genuine attenuation poles.

The calculation of the additional attenuation caused by transpositions is next considered. The phase voltage vector prior to the transposition corresponds to a certain linear combination of the modal components. Beyond the transposition, the phase voltage vector can also be represented as the sum of the eigenvectors. If the voltage and current eigenvectors of the individual modes are orthogonal, this applying here to a sufficient degree of accuracy, there are no reflections; the transposition acts as a loss-free mode transformer which can be described by the transposition matrix $[T]$. Thus, the attenuation of a transposed line can be represented in a manner similar to that of a homogeneous one, i.e. from the sum of the mode l attenuation a_l and the additional attenuation a_a caused by the coupling not being ideal and the transpositions themselves. For example, the following applies for the twin transposed, symmetrical line with a total length ℓ

$$a_L = -\ln | e^{-\gamma_1 \cdot \ell} | - \ln | \underline{C}^T \cdot [M] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C} | \dots (51)$$

The additional attenuation (the second expression in equation (51)) can also be written as the sum of the exponential expressions. For n sections of length ℓ_s we find:

$$a_a = -\ln \left| \sum_{i=0}^n c_i \cdot e^{-\Delta g \cdot i} \right| = -\ln \left| \sum_{i=0}^n c_i e^{-(\Delta a + j\Delta \psi) \cdot i} \right| = -\ln \left| \sum_{i=0}^n c_i e^{-\Delta \gamma_{21} \cdot \ell_s \cdot i} \right| \dots (52)$$

En comparant les coefficients c_i , il est possible d'évaluer le danger d'annulation du signal; cependant, une représentation graphique de l'affaiblissement supplémentaire a_a en fonction de Δa et $\Delta \psi$ donne une image beaucoup plus claire des phénomènes de compensation possibles et permet de déterminer le couplage optimal pour une disposition donnée des transpositions. En choisissant pour coordonnées Δa différence d'affaiblissement rapportée à la longueur d'une section et $\Delta \psi$ déphasage entre les deux modes considérés, les graphiques sont indépendants de la géométrie de la ligne, de sa longueur, de la résistivité du sol et de la fréquence; ils sont *universels*. A titre d'exemple, la figure 4 donne les courbes d'équi-affaiblissement supplémentaire a_a pour une ligne à deux transpositions avec le couplage optimal. Les pôles d'affaiblissement pour $\Delta a \simeq 14$ dB et $\Delta \psi = k \cdot 360^\circ$ sont facilement visibles.

On donne également sur la même figure les courbes des valeurs de Δa et $\Delta \psi$ pour une ligne 380 kV à armement horizontal. Les intersections avec les courbes de la fonction universelle $a_a(\Delta a, \Delta \psi)$ fournissent l'affaiblissement supplémentaire résultant pour le cas particulier étudié dans la gamme des fréquences 100 à 300 kHz.

L'affaiblissement total en ligne $a_L = a_1 + a_a$ est représenté figure 5. On voit qu'il y a concordance avec les résultats des mesures. Les figures 5 et 6 montrent l'affaiblissement supplémentaire a_a et l'affaiblissement total en ligne a_L pour la même ligne avec un couplage phase-terre défavorable.

Il est clair, d'après la figure 6, que le pôle d'affaiblissement $\Delta a \simeq 4,5$ dB et $\Delta \psi = 90^\circ$ est presque atteint, ce qui est confirmé sur la figure 7 avec un maximum d'affaiblissement a_L apparaissant à environ 200 kHz, aussi bien pour les valeurs mesurées que pour les valeurs calculées.

La représentation graphique de la fonction universelle $a_a(\Delta a, \Delta \psi)$ (équation 52) c'est-à-dire indépendante des paramètres de la ligne et de la fréquence, permet de juger de l'efficacité d'un certain couplage par rapport à la distribution des pôles et aux gradients de la fonction. En se basant sur cette méthode (Senn et Morf, 1974), il est possible d'examiner tous les arrangements possibles de couplage pour les lignes à une ou deux transpositions. Les couplages optimaux sont également donnés dans la littérature (CE 57 de la C.E.I.). Une contribution intéressante sur le problème de l'effet des transpositions sur l'affaiblissement du signal peut également être trouvée dans un article de Senn (Senn, 1976).

Le calcul exact de l'affaiblissement supplémentaire à l'aide de ces représentations graphiques suppose que Δa et $\Delta \psi$ soient connus; Δa et $\Delta \psi$ sont fonction de paramètres particuliers comme la géométrie de la ligne, sa longueur, la structure et le matériau des câbles de phase et de garde, la résistivité du sol et la fréquence.

À partir de considérations théoriques et de l'analyse systématique d'un grand nombre de valeurs propres de lignes de différentes géométries pour différentes résistivités du sol, on arrive à des résultats généraux quant à la variation de Δa et $\Delta \psi$ en fonction des paramètres de la ligne (Senn, 1976).

Les conclusions que l'on peut tirer de cet article sont :

- pour les lignes transposées à armement horizontal, la disposition du couplage doit être soigneusement choisie afin d'éviter un affaiblissement excessif dans tous les cas;

By comparing coefficients c_i , it is possible to estimate the danger of signal cancellation; however, graphical representation of the additional attenuation a_a as a function of Δa and $\Delta\psi$ gives a far clearer picture of the possible compensation phenomena, and enables the optimum coupling for a given transposition arrangement to be determined. By choosing Δa and $\Delta\psi$, i.e. the attenuation difference referred to the section length and the phase shift between the two relevant modes, as the co-ordinates, these representations are independent of the line geometry, line length, soil conductivity and the frequency, and are generally applicable. Fig. 4 shows, as a typical example, the level lines of the additional attenuation of a_a for a twin transposed line with an optimum coupling. The attenuation poles for $\Delta a \approx 14$ dB and $\Delta\psi = k \cdot 360^\circ$ can be clearly seen.

Also included, is the curve of the Δa and $\Delta\psi$ values for a typical 380 kV line with a horizontal conductor arrangement. The inter-sections with the level lines of the generally applicable function $a_a(\Delta a, \Delta\psi)$ delivers the resultant additional attenuation in the case under consideration in the frequency range 100 to 300 kHz.

The total line attenuation $a_L = a_1 + a_a$ is found in Fig. 5. This is seen to be consistent with the measured results. Fig. 6 and 7 show the additional attenuation a_a and the total line attenuation a_L for an unfavourable single-phase coupling for the same line.

It is clear from Fig. 6, that the attenuation pole $\Delta a \approx 4.5$ dB and $\Delta\psi = 90^\circ$ is nearly attained. This is confirmed in Fig. 7 by the attenuation maximum which appears both for the calculated and the measured line attenuation a_L at ≈ 200 kHz.

The graphical representation of the generally valid function $a_a(\Delta a, \Delta\psi)$ (equation 52), i.e. independent of the line parameters and the frequency, enables the efficiency of any coupling to be judged with respect to the pole distribution and the gradients of the function. Using this method as a basis (Senn and Morf, 1974) all possible coupling methods for single and twin transposed lines can be listed. The optimum couplings are also given in the literature (IEC TC57). A valuable contribution to the problem of the effect of transpositions on the signal attenuation can likewise be found in the paper by Senn (Senn, 1976).

Exact calculation of the additional attenuation with the aid of these graphical representations presupposes knowledge of Δa and $\Delta\psi$; this takes into account specific parameters such as the geometry and length of the line, structure and material of the phase conductors and earth wires, soil conductivity and frequency.

Based on theoretical considerations and systematic evaluation of a large number of eigenvalue analyses of various line geometries and soil conductivities, we arrive at general results concerning the dependence of Δa and $\Delta\psi$ on the line parameters (Senn 1976).

The conclusions to be drawn from the above are:-

- On transposed horizontal lines, the coupling arrangement must be carefully chosen to avoid excessive attenuation under all circumstances.

- pour une gamme de fréquence et une disposition des transpositions données, il est possible de définir une méthode de couplage optimale pour laquelle un affaiblissement supplémentaire donné ne sera jamais dépassé. En pratique, cela veut dire que, étant donné la longueur de la ligne, la disposition des transpositions et l'affaiblissement supplémentaire possible, on peut déterminer la méthode de couplage optimale et la gamme de fréquence correspondante à utiliser;
- il est en général conseillé, pour les lignes transposées, de travailler dans le bas de gamme de fréquence à moins que les sections entre transpositions ne soient très courtes.

4.2.1.2.2. Lignes avec piquages

Il faut porter une attention particulière aux lignes comportant un piquage sur lesquelles on prévoit une liaison C.P.L. Pour ce qui concerne la transmission, il convient de distinguer les cas suivants :

(a) Liaisons C.P.L. entre les postes A et B, A et C, et C et B si nécessaire

En s'assurant que les trois extrémités du T décrit par la figure 8 sont à peu près adaptées pour toute la bande de fréquence utilisée ($\Delta f_1 + \Delta f_2 + \Delta f_3$), on peut maintenir les réflexions sur la ligne à une valeur minimale. Les circuits-bouchons et les groupes de couplage des trois extrémités doivent être conçus pour la bande passante globale. Ainsi on empêche l'affaiblissement supplémentaire dû au T de dépasser 3 à 6 dB.

Il faut choisir les phases pour lesquelles l'affaiblissement est le plus faible ce qui est valable à la fois pour les couplages des trois extrémités du T et pour les liaisons point-à-point. Dans le cas de lignes non-transposées, les trois extrémités doivent en général être couplées aux mêmes phases. Pour le choix des phases optimales, on applique les mêmes règles que pour les liaisons point-à-point.

Lorsque les sections de ligne du T sont transposées, le choix des phases de couplage est rendu plus difficile du fait que les transpositions se comportent en convertisseurs de mode. Dans ces conditions, il faut choisir des phases différentes pour les couplages aux trois extrémités en tenant compte de la fréquence et de la longueur des trois sections de ligne. Dans ce cas, seule une analyse sur ordinateur permettra en général d'obtenir le résultat correct du couplage à utiliser et le comportement en exploitation. Pour les lignes courtes, les réflexions sont généralement inévitables. Dans de pareils cas, des réseaux d'affaiblissement supplémentaire doivent être insérés aux extrémités, en particulier pour améliorer l'adaptation entre l'émetteur et la ligne. Bien que l'affaiblissement soit ainsi augmenté, la distorsion d'intermodulation dans l'amplificateur d'émission peut être évitée à l'aide de ces dispositions.

(b) Liaison C.P.L. entre A et B seulement

Le tronçon de ligne D-C est fermé en C sur une impédance généralement inconnue et qui dépend de la fréquence (phénomènes de résonance dus à la capacité du jeu de barres et à l'inductance du transformateur); en outre elle est soumise à des variations dues aux manœuvres de l'appareillage haute tension. Au moment

- For a given application range and transposition scheme, it is possible to define optimum coupling methods with which a certain additional attenuation will never be exceeded. This means in practice, if the line length, the transposition scheme and the permissible additional attenuation are given, that the optimum coupling arrangement and the correspondingly useful frequency range can be determined.
- It is generally advisable, for transposed lines, to operate in the lower frequency ranges unless the section lengths are very short.

4.2.1.2.2 Tapped lines

Particular attention is to be devoted to any T junction present in a line for which a p.l.c. line is planned. As far as the p.l.c. transmission is concerned a distinction must be made between the following cases:

- (a) PLC links between stations A and B, A and C, and if necessary between C and B

By ensuring that all three terminals of the T system shown in Fig. 8 are terminated to a certain degree for the entire frequency band in use ($\Delta f_1 + \Delta f_2 + \Delta f_3$), reflections on the lines can be kept to a minimum. Line traps and coupling filters for all three terminals are to be designed for the overall bandwidth. This prevents the additional attenuation caused by the T junction from exceeding 3 to 6 dB.

It is equally true both of couplings for the three terminals of the T system and of the point-to-point links, that those phases are to be selected for which the attenuation is the lowest. In the case of non-transposed lines, all three terminals must generally be coupled to the same phases. When selecting the optimum phases the same rules apply as for point-to-point links.

When the line sections of the T system are transposed the selection of phases for the couplings is made more difficult by the fact that the transposition acts as a modal converter. Under these circumstances, different phases have to be selected for the couplings at the three terminals, taking into account the frequency and length of the three line sections. An adequate statement on the coupling to be employed and the operational behaviour is, in this case, usually only obtainable with a computer analysis. When the lines are short, reflections are generally unavoidable. In such cases, additional attenuation networks have to be inserted at the terminals, in particular for improving matching between the transmitter and the line. Although the attenuation is increased accordingly, intermodulation distortion in the transmitter amplifier can be prevented by adopting this measure.

- (b) PLC links between A and B only

The branch line D-C is terminated at C with an impedance which is generally unknown, and which depends on the frequency (resonance phenomena originating from the busbar capacitance and transformer inductance) and additionally is liable to fluctuation due to switching-operations of

de l'étude, il faut supposer que l'impédance du poste C peut varier entre zéro et l'infini c'est-à-dire que le tronçon de ligne est complètement désadapté. Si on ne prend pas de dispositions, la désadaptation à l'extrémité C conduira à des réflexions qui provoqueront des variations considérables de l'affaiblissement de la liaison entre A et B. Les écarts entre les maxima et les minima d'affaiblissement dépendent de la longueur l_2 du tronçon de ligne et peuvent être calculés comme suit :

$$\Delta f = \frac{v}{2l_2} \quad (53)$$

expression dans laquelle v est la vitesse de propagation des ondes. On peut prendre la vitesse de la lumière en première approximation. La valeur maximale de l'affaiblissement supplémentaire dépend non seulement de la fréquence mais aussi de la longueur du tronçon. Dans le cas limite d'une ligne infiniment longue, l'affaiblissement supplémentaire ne serait que de 3 dB environ.

Équiper le tronçon de circuits-bouchons est la méthode habituellement adoptée pour maintenir dans des limites raisonnables les réflexions et l'affaiblissement supplémentaire.

L'effet obtenu est foncièrement plus efficace si on installe des circuits-bouchons sur les trois phases. Cependant, on peut montrer à l'aide de l'analyse modale qu'il suffit généralement d'équiper seulement une ou deux phases.

En principe, pour un couplage phase-terre il est nécessaire de n'équiper qu'une seule phase. De la même façon, pour un couplage interphase, deux phases seulement doivent être équipées.

Si le tronçon de ligne C-D est proche de l'une ou l'autre des extrémités A ou B, les phases du tronçon à équiper sont les mêmes que les phases utilisées pour le couplage sur la branche principale A-B. Si le tronçon est éloigné des extrémités de la branche principale ou si celle-ci est transposée, il peut être nécessaire dans certains cas d'équiper des phases différentes de celles utilisées pour le couplage afin de réduire les effets du tronçon sur la liaison C.P.L. Les phases à équiper peuvent être déterminées au moyen de l'analyse modale.

Les figures 9 et 10 montrent l'influence exercée par un tronçon de 10 km dont l'extrémité en C est en circuit ouvert. La figure 9 montre les effets du choix d'un couplage interphase tandis que sur la figure 10, on voit les effets d'un couplage phase-terre. Dans les deux cas, l'affaiblissement supplémentaire peut être limité à 3 dB environ en plaçant des circuits-bouchons ($R_s > 600 \Omega$) sur les phases de couplage. La distorsion d'affaiblissement restante peut être égalisée dans l'équipement terminal C.P.L.

Chaque fois que cela est possible, les circuits-bouchons doivent être installés juste au point de piquage D. Si c'est possible pour des motifs pratiques, c'est-à-dire si on doit les installer à l'extrémité C, le tronçon doit être fermé sur son impédance caractéristique. Cette disposition oblige cependant à avoir des condensateurs de couplage ou des TCT supplémentaires ainsi que les groupes de couplage associés.

4.2.1.3. Effets des défauts en ligne

Le problème fondamental de l'utilisation de télécommunication par C.P.L. pour certains types de téléprotection réside dans le fait que le signal de déclenchement doit traverser le défaut pour atteindre l'extrémité éloignée.

the power system equipment. At the planning stage it must be assumed that the impedance at station C can fluctuate between $0 \dots \infty$, i.e. that the branch line is completely mismatched. If no measures are taken a mismatch at terminal C leads to reflections which cause the attenuation in link A-B to fluctuate considerably. The distances between the attenuation maxima and minima are dependent on the length ℓ_2 of the branch line and can be calculated thus:

$$\Delta f = \frac{v}{2\ell_2} \quad \dots (53)$$

where v is the phase velocity of the propagated waves. The speed of light can be used as a rough approximation. The maximum value of the additional attenuation depends not only on the frequency, but also on the length of the branch line. In the limiting case, i.e. for an infinitely long line, the additional attenuation would only be ≈ 3 dB.

Blocking the branch line with line traps is the customary method adopted to keep the reflections and the additional attenuation within reasonable limits.

Fundamentally, blocking is most effective when line traps are inserted in all three phases. With the aid of modal analysis, however, it can be shown that it generally suffices to block only one or two phases.

As a rule for single-phase coupling it is necessary only to block one phase. Likewise, for two-phase coupling, only two phases need to be blocked.

When branch line C-D is near to either of the two terminals A and B, those branch line phases are to be blocked which are identical to the main line phases used for coupling. When the branch line is a long way from the ends of the main line or when the main line is transposed it may be necessary, under some circumstances, to block phases other than those used for coupling, in order to minimise the effect of the branch line on the p.l.c. transmission. The phases to be blocked can be determined by means of modal analysis.

Figs. 9 and 10 show the influence exerted by a 10 km long branch line whose end at terminal C is open-circuit. In Fig. 9 a phase-to-phase coupling was selected to represent this effect, whereas in Fig. 10 the effect of a phase-to-ground coupling can be seen. In both cases the additional attenuation can be limited to approximately 3 dB by inserting line traps ($R_S \geq 600 \Omega$) in the coupled phases. The remaining attenuation distortion can be equalized in the p.l.c. terminal equipment.

Whenever possible, the traps should be installed right at the tapping point D. If this is not possible for technical reasons, i.e. the traps are to be installed at terminal C, the branch line should be terminated by its characteristic impedance. This however necessitates additional coupling capacitors or CVT's with associated coupling filters.

4.2.1.3 Effect of line faults

The basic problem concerning the use of power line transmission carrier for some types of teleprotection lies in the fact that the trip signal must travel past the fault in order to reach the remote terminal.

Il est par conséquent important de savoir si la transmission par courants porteurs est faisable dans ces conditions.

La question est la suivante : De combien le signal est-il affaibli en cas de défaut et le niveau du signal affaibli est-il suffisant pour faire fonctionner correctement le récepteur ?

Lorsqu'un conducteur est le siège d'un défaut, l'arc constitue une source de bruit haute fréquence à large bande. Immédiatement après l'amorçage, l'arc peut présenter une grande impédance et par conséquent produire une puissance de bruit importante. Lorsque l'arc est établi et qu'il est le siège d'un courant important, son impédance diminue et avec elle le niveau de bruit produit. Le temps d'établissement de l'arc, pendant lequel le niveau de bruit est élevé, est très court (1 ou 2 ms) et il ne perturbe pas la transmission des signaux de protection qui n'apparaissent habituellement qu'après un temps de 10 à 15 ms selon le temps de fonctionnement des relais de démarrage associés. Cependant, l'arc complètement ionisé, avec sa faible impédance (0,1 à 10 Ω) a pour effet, si toutefois il affecte la ou les phases couplées, d'augmenter l'affaiblissement de la liaison en créant une dérivation sur le circuit, réduisant ainsi le niveau du signal reçu. On pourrait penser que le signal serait court-circuité et que rien n'apparaîtrait au niveau du récepteur situé au-delà du défaut. Ce n'est pas le cas si une ou deux phases seulement sont concernées. Le signal est affaibli, mais le couplage entre les phases est suffisant pour permettre à une partie du signal d'aller jusqu'au récepteur. La quantité de signal qui peut traverser dépend du type de défaut et de sa distance à l'émetteur et au récepteur à courants porteurs.

Des informations sur l'effet des défauts en ligne sur la propagation des signaux à courants porteurs, basées sur des essais réels, sont données par Kuhn(1948, 1950 et 1952) et par Jones (1960).

Si on traite le problème de façon mathématique, les effets des défauts en ligne sont bien expliqués en utilisant la théorie modale de la propagation. Senn a donné une excellente étude du sujet (Senn, 1976). La méthode déjà employée pour étudier les transpositions est généralisée pour y incorporer aussi les défauts.

Les grandes lignes de la méthode utilisée sont rapidement données ci-après :

Les défauts en ligne peuvent être considérés comme étant des inhomogénéités temporaires qui font office de convertisseurs de mode et introduisent des réflexions. L'effet d'ondes stationnaires n'est appréciable que pour les défauts situés près des extrémités. C'est l'effet de conversion qui est prédominant pour l'affaiblissement supplémentaire c'est-à-dire qu'il favorise l'interaction des modes et par conséquent l'apparition de l'annulation.

Le mécanisme de la conversion est montré figure 11. Supposons un défaut à la terre sur la phase centrale d'une ligne à armement horizontal, ce qui fait que la distribution modale des courants et des tensions est presque identique à celle de Clarke. En outre, supposons que la ligne soit très longue et que le défaut soit situé au milieu, si bien que l'onde incidente au niveau du défaut est un signal ne contenant que du mode 1.

À cause du court-circuit sur la phase centrale, la composante du signal sur cette phase devient nulle au niveau du défaut. Le signal apparaissant au-delà du défaut n'est plus un mode pur mais une

It is thus essential to know whether carrier communication is practicable under these conditions.

The questions are: How much is the signal attenuated under fault conditions and is the strength of the attenuated signal enough to operate effectively the receiver?

When a fault occurs on a conductor, its arc constitutes a wideband source of high-frequency noise. Immediately after initiation, the arc may have a high impedance and thus generate powerful noise. As the arc becomes established and a heavy current flows, the arc impedance falls and with it the generated noise level. The initial period of arcing during which the noise is at a high level is of very short duration (1 or 2 ms), and does not interfere with the transmission of protection signals which will normally commence only after a period of some 10 to 15 ms, depending on the operating times of the associated initiating relays. However, the fully ionized arc with its low impedance (0.1 to 10 Ω) has, provided it involves either the coupled phase or phases, the effect of increasing the carrier channel attenuation by bridging the circuit, thereby reducing the received signal. It might be supposed that the signal would be short-circuited and that nothing would appear at the receiver beyond the fault. This is not the case where only one or two phases are concerned. The signal is attenuated but the coupling between the phases is sufficient to allow a portion of the signal to pass to the receiver. How much gets through depends on the type of fault, and its distance from the carrier transmitter and receiver.

Information on the effect of line faults on carrier signal propagation using field tests as a basis is given by Kuhn 1948, 1950 and 1952 and by Jones 1960.

When treating the problem mathematically, the effects of line faults are best explained by using the theory of modal propagation. An excellent treatment of this subject is given by Senn (Senn 1976). The method already used for the investigation of transpositions is expanded to also include line faults.

The following is a brief outline of the approach used:

Line faults may be assumed to be temporary inhomogeneities acting as a mode converter and introducing reflections. Standing wave effects are only appreciable for faults located close to the terminals. It is the conversion effect which mainly influences the additional attenuation i.e. which favours modal interaction and therefore the occurrence of modal cancellation.

The conversion mechanism is demonstrated in Fig. 11. An earth fault on the centre phase is assumed, the line having a horizontal configuration resulting in a distribution of the mode voltages and currents almost equal to that of Clarke. Further, it is assumed that the line is of considerable length and that the fault is located at its centre, so that the incident wave at the fault is a pure mode 1 signal.

Owing to the short-circuit on the centre phase, the signal component on this phase becomes zero at the fault location. The signal remaining beyond the fault is no longer a pure

combinaison de mode 3 et de mode 1 (figure 11). Une grande partie de l'énergie du signal contenue dans le mode 3 est perdue après quelques kilomètres à cause de l'affaiblissement important de ce mode, si bien que le signal qui arrive à l'extrémité réception ne contient que du mode 1.

Les pertes du mode 1 sont déterminées en comparant la puissance contenue dans le signal pour ce mode juste devant et juste derrière l'endroit du défaut. Ces pertes de conversion (9,5 dB dans l'exemple qui nous intéresse) peuvent être considérées comme étant l'affaiblissement supplémentaire introduit par un défaut à la terre sur la phase centrale si du mode 1 seulement était présent respectivement à l'endroit du défaut et à l'extrémité réception.

Cependant, dans la plupart des cas, les conditions permettant l'analyse simplifiée décrite ci-dessus ne sont pas satisfaites parce que le signal contient du mode 2.

Senn a donné en 1976 une méthode tenant compte du mode 2. Il y montre que, si le taux d'ondes stationnaires (note 2) est négligé, la valeur moyenne de l'affaiblissement en ligne dû à un défaut peut être déterminée en substituant une matrice de défaut [F] à la matrice de ligne [L*] (section de ligne en défaut) dans l'équation (51) du paragraphe 4.2.1.2.; on obtient par exemple pour un défaut sur la dernière section de la ligne à deux transpositions :

$$a_{LF} = - \ln | e^{-\gamma_i \cdot l} - 1 | \left| C^T \cdot [M] \cdot [F] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot C \right| \quad (54)$$

Ainsi, en cas de défaut également, l'affaiblissement supplémentaire (seconde partie de l'équation (54)) peut être représenté comme la somme d'expressions exponentielles ($x = \ell_F / \ell_S$ est la distance relative du défaut (voir figure 12)).

$$a_{aF} = - \ln \left| \sum_{i=0}^n c_{0i} e^{-\Delta g \cdot i} + c_{1i} e^{-\Delta g \cdot i} + c_{2i} \cdot e^{-\Delta g(i+x)} + c_{3i} \cdot e^{-\Delta g(i-x)} \right| \quad (55)$$

Étant donné que la multiplication des matrices de l'équation (54) n'est pas commutative, les coefficients C_{0i} à C_i dépendent non seulement de la méthode de couplage utilisée, de la disposition des transpositions et de la position de la phase affectée par le défaut, mais encore de la section de la ligne. Si l'on a seulement besoin de connaître l'affaiblissement supplémentaire a_{aF} indépendamment de l'emplacement du défaut, l'équation (55) peut être résolue pour une phase et une section données et elle représente graphiquement la valeur maximale possible pour $0 < x < 1$ en fonction de Δa et de $\Delta \psi$. Ainsi, un seul chiffre peut être employé pour donner la valeur maximale de a_{aF} en fonction de Δa et de $\Delta \psi$, pour tout défaut situé en n'importe quel point de la ligne et pour les 3 phases (figure 12). On voit d'après la courbe $\Delta a / \Delta \psi$ que l'affaiblissement supplémentaire ne dépasse jamais 20 dB même en présence d'un défaut, pourvu que la fréquence reste inférieure à 180 kHz. Si l'on a besoin de connaître l'affaiblissement supplémentaire en fonction de la position du défaut, l'équation (55) doit être résolue pour une valeur donnée de Δa et une valeur donnée de $\Delta \psi$ en fonction de x , c'est-à-dire pour une géométrie de la ligne, une résistivité du sol et une fréquence données.

Note 2 : L'onde qui se réfléchit sur le défaut est à nouveau partiellement réfléchi à l'extrémité émettrice de la ligne: cette double réflexion produit des ondes stationnaires. L'affaiblissement en ligne fait apparaître des maxima et des minima prononcés en fonction de la fréquence dont les écarts (entre deux maxima ou entre deux minima) correspondent à la distance entre l'extrémité émettrice de la ligne et l'endroit du défaut. Il est difficile de faire référence au taux d'ondes stationnaires (TOS) puisque l'impédance de fermeture de la phase non couplée est généralement inconnue.

natural mode, but a composition of mode 3 and mode 1 (Fig. 11). A considerable portion of the signal power contained in mode 3 is lost after a few kilometres because of the excessive attenuation, so that only the mode 1 signal arrives at the receiving end.

The loss in mode 1 power is determined by comparing the signal power contained in this mode just prior to and beyond the fault location. This conversion loss, 9.5 dB in the instance under consideration, can be taken to be the additional attenuation introduced by a phase-to-ground fault at the centre conductor when a mode 1 signal only arrives at the fault location and at the receiving end, respectively.

However, in most cases the condition for the simple analysis outlined above is not satisfied as the mode 2 signal component is present.

A method which takes mode 2 into account is given by Senn, 1976. It is shown here that when the standing wave ratio (Footnote 2) is neglected, the mean value of the line attenuation occurring under the influence of a fault can be determined by substituting a fault matrix $[F]$ for the line matrix $[L^*]$ (faulty line section) in equation (51) in 4.2.1.2; we obtain, for example, for a fault in the last section of the twin transposed line:

$$a_{LF} = -\ln \left| e^{-\gamma_1 \cdot \ell} \right| - \ln \left| \underline{C}^T \cdot [M] \cdot [F] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [T] \cdot [L^*] \cdot [M]^{-1} \cdot \underline{C} \right| \dots (54)$$

Thus, in the event of a fault also, the additional attenuation (the 2nd expression in equation (54)) can be represented as the sum of the exponential expressions ($x = \ell_F / \ell_s$ is the relative fault distance, see Fig 12).

$$a_{aF} = -\ln \left| \sum_{i=0}^n c_{oi} e^{-\Delta g \cdot i} + c_{1i} e^{-\Delta g \cdot i} + c_{2i} \cdot e^{-\Delta g(i+x)} + c_{3i} \cdot e^{-\Delta g(i-x)} \right| \dots (55)$$

As the matrix multiplication in equation (54) is non-commutative the coefficients c_{oi} to c_i are dependent not only on the coupling method used, the transposition configuration and the position of the phase conductor affected by the fault, but also on the line section. If it is only required to know the maximum additional attenuation a_{aF} irrespective of the

Footnote 2

The wave returning from the fault location is partially reflected again at the beginning of the line; the two-fold reflections generate standing waves. The line attenuation shows the pronounced maxima and minima as a function of the frequency, where the distance between two maxima or two minima corresponds to the distance from the beginning of the line to the fault location. It is difficult to make allowance for the standing wave ratio (SWR) as the terminating impedance of the phase not used for coupling is not generally known.

Des exemples caractéristiques sont présentés sur les figures 13, 14, 15 et 16.

Il est intéressant de remarquer que, à part quelques effets d'ondes stationnaires sur une ligne sans transpositions avec un couplage entre la phase centrale et une phase latérale, le résultat d'un défaut à la terre sur la phase centrale est indépendant de la position du défaut (figure 13).

Dans cet exemple, l'affaiblissement supplémentaire est d'environ 12 dB. Ce chiffre comprend les pertes de conversion de mode aux extrémités, égales à 2,4 dB, qui existent aussi lorsqu'il n'y a pas de défaut. Aussi l'augmentation d'affaiblissement due au défaut est de 9,6 dB seulement; ce chiffre est presque égal à celui déterminé pour les pertes de conversion de mode mentionnées auparavant.

On a trouvé que l'effet de défauts à la terre sur les phases latérales est moindre que sur la phase centrale. Malgré une certaine variation en fonction de la distance du défaut, la variation est de 4 dB seulement.

Si, pour la même ligne, le couplage aux phases latérales est du genre « push-pull », donnant ainsi un signal ne contenant que du mode 2 aux extrémités émission et réception, l'affaiblissement dans des conditions normales sera considérablement plus élevé que dans l'exemple précédent. Par conséquent, les applications de ce genre de couplage sont limitées aux lignes courtes et aux fréquences basses.

Cependant, en cas de défaut, l'avantage de ce type de couplage est évident (figure 14).

Un court-circuit sur la phase centrale ne provoque aucun affaiblissement supplémentaire. Ceci s'explique par le fait que la phase centrale est neutre dans ce type d'excitation c'est-à-dire qu'il n'y a pas de signal de mode 2 sur elle. Un défaut sur l'une des phases latérales donne un affaiblissement supplémentaire de 6 dB quelle que soit sa position.

L'effet des défauts à la terre sur la propagation des ondes pour un couplage phase-terre sur la phase centrale est montré sur la figure 15.

Les défauts affectant la phase couplée S près des extrémités de la ligne conduisent à des affaiblissements extrêmes, bien que pour des défauts situés à quelques kilomètres des extrémités l'affaiblissement supplémentaire ne soit que d'environ 13 dB et reste constant, c'est-à-dire qu'il y a une augmentation d'environ 10 dB par rapport aux conditions normales. Des défauts à la terre sur les phases latérales non utilisées pour le couplage augmentent l'affaiblissement de 2,5 à 3 dB. La position du défaut ne provoque qu'une faible variation. Des défauts sur les phases latérales aux extrémités de la ligne ne donnent lieu à aucun affaiblissement supplémentaire du tout. Si on compare l'influence d'un défaut proche d'une extrémité sur un couplage phase-terre et sur un couplage interphase, il est évident que l'affaiblissement supplémentaire est considérablement plus faible dans le cas d'un couplage interphase. Aussi le couplage interphase est-il fondamental pour la transmission de signaux de protection le long d'une ligne affectée par un défaut. Les deux groupes de couplage doivent être reliés par l'intermédiaire d'un transformateur d'équilibrage (découplage des deux phases) et non pas directement.

fault location, equation (55) can be solved for a certain phase conductor and line section and represent graphically the maximum value occurring for $0 \leq X \leq 1$ as a function of Δa and $\Delta\psi$. Thus, a single figure can be used to show the maximum value of a_{aF} as a function of Δa and $\Delta\psi$ for any given fault along the entire length of the line and for all 3 phases (Fig. 12). It is seen from the $\Delta a/\Delta\psi$ curve that the additional attenuation does not exceed 20 dB even when a fault is present, provided that the frequency is kept below 180 kHz. If it is required to show the additional attenuation as a function of the fault distance, equation (55) must be solved for a certain pair of values (Δa , $\Delta\psi$), i.e. for a given line geometry, earth conductance and frequency, as a function of X .

Typical characteristics are presented in Figs 13, 14, 15 and 16.

It is quite interesting to note that, apart from some standing wave effects on a non-transposed line with centre to outer phase coupling, the effect of a ground fault on the centre phase is independent of the fault distance (Fig. 13).

In this example, the additional loss was found to be ~ 12 dB. This figure also covers the mode conversion loss of 2.4 dB at the terminals which is also present during the fault-free state. Therefore, the increase in attenuation caused by the fault is only 9.6 dB; this figure nearly coincides with that determined for the mode conversion loss mentioned before.

The effect of ground faults on the outer phases has been found less severe than on the centre phase. Despite a certain dependency on the fault distance, the variation is only 4 dB.

If, on the same line, the coupling to the outer phases is of the push-pull type, so that a pure mode 2 signal is applied at the transmitting end and picked up at the receiving end, the attenuation during the normal line state will be considerably higher than in the former example. The application of this type of coupling is therefore restricted to short lines and low frequencies.

However, in the faulty state the advantage of this type of coupling is obvious (Fig. 14).

A short-circuit on the centre phase does not result in any additional loss. This is explained by the fact that the centre conductor is the neutral for this type of excitation i.e. there is no mode 2 signal on it. A fault on one of the outer phases causes an additional loss of 6 dB irrespective of its location.

The effect of ground faults on carrier propagation is shown in Fig. 15 for a phase-to-ground coupling to the centre conductor.

Faults affecting the coupled phase S close to the line ends lead to excessive attenuation, although a few km away from the terminals the loss will have diminished to about 13 dB and remains constant; i.e. the result is an increase of about 10 dB, referred to the normal state. Ground faults on the non-coupled outer phases increase the attenuation by 2.5 to 3 dB. The fault distance causes only a slight variation. Faults on the outer phases at the line ends do not cause any additional attenuation at all. If the influence of a fault on two-phase and single-phase couplings are compared,

Sur la figure 16, on présente l'affaiblissement supplémentaire en fonction de la position du défaut pour une ligne avec deux transpositions et pour une disposition de couplage R-S/R-S.

On peut déduire de la figure 16 les remarques générales suivantes :

- pour des défauts à la terre sur les phases latérales, l'affaiblissement supplémentaire a_{af} , et par conséquent l'affaiblissement global de la liaison a_l , augmente ou diminue en fonction de la position du défaut et des caractéristiques de la ligne;
- l'affaiblissement supplémentaire a_{af} , pour des défauts à la terre sur la phase centrale, est indépendant de la position relative x du défaut pour chaque section de la ligne;
- il est possible, au moins dans le cas de lignes avec transpositions, que l'affaiblissement supplémentaire dû aux défauts soit négatif c'est-à-dire que l'affaiblissement global de la liaison a_l dans les conditions de défaut soit inférieur à celui obtenu dans des conditions normales.

Ce qui précède est contraire à la plupart des résultats contenus dans des publications précédentes.

La propagation modale est largement traitée dans la littérature et l'attention du lecteur désireux d'obtenir de plus amples informations est attirée sur les références contenues dans le texte précédent, ainsi que sur la liste donnée à la fin du paragraphe 4.2.1.1., et également sur la liste des références donnée dans ce guide.

4.2.1.4. Lignes comportant une partie en câble souterrain

4.2.1.4.1. Généralités

Les problèmes d'environnement et les exigences de la sécurité font que les câbles souterrains à haute tension sont de plus en plus utilisés pour le transport d'énergie électrique dans les zones urbanisées. Précisément à ce propos les caractéristiques de propagation des câbles diffèrent beaucoup de celles des lignes aériennes pour la transmission par C.P.L.

Ceci est illustré dans le tableau 1 par la comparaison de quelques paramètres caractéristiques.

On rencontre principalement des problèmes s'il existe des sections en câble en série avec des lignes aériennes. À cause des caractéristiques de transmissions différentes mises en jeu dans des systèmes mixtes de ce genre, en particulier à cause des impédances caractéristiques très différentes, il faut en général s'attendre à avoir des réflexions et un affaiblissement supplémentaire.

Du fait de l'impédance caractéristique naturellement basse mise en jeu, il importe d'utiliser des condensateurs de forte valeur pour le couplage des systèmes C.P.L. aux câbles à haute tension. Cependant et pour la même raison, on peut utiliser des circuits-bouchons d'une valeur d'autant plus petite.

it is evident that the additional attenuation close to the coupling is considerably lower in the case of the 2-phase coupling. Thus, the 2-phase coupling is essential for transmitting protection signals along the faulty line. The two coupling filters are to be connected via a balancing transformer (decoupling of the two paths) and not directly.

In Fig 16, the additional attenuation is presented as a function of the fault distance for a twin transposed line with a coupling arrangement R-S/R-S.

The following general statements can be deduced from Fig. 16:-

- For ground faults on the outer-phase conductors the additional attenuation a_{aF} , and therefore the overall line attenuation a_L , increases or decreases according to fault distance x and the line parameters.
- The additional loss a_{aF} for ground faults on the centre-phase conductor is independent of the relative fault distance x for each individual line section.
- It is possible, at least in the case of transposed lines, that the additional attenuation is reduced by fault effects i.e. the overall line attenuation a_L under fault conditions may be lower than under normal conditions.

These statements are contrary to most of those contained in previous publications.

Modal propagation is extensively covered in the literature and, for those requiring additional information, attention is called to the references contained within the foregoing text and also to the list given at the end of Section 4.2.1.1, as well as the list of references given in this guide.

4.2.1.4 Lines with HV underground cables

4.2.1.4.1 General

Environmental considerations and safety requirements result in high-voltage underground cables being increasingly used for the transmission of electrical power in populated areas. Especially pertinent for p.l.c. transmission is the fact that the propagation characteristic of cables differs considerably from that of overhead h.v. lines.

This can be illustrated by comparing some typical parameters shown in Table 1.

Problems are chiefly encountered when sections of cable are inserted in series with overhead lines. Because of the different transmission characteristics involved in such mixed systems, in particular the widely differing characteristic impedances, allowance must generally be made for reflections and additional attenuation.

Due to the inherently low characteristic impedance involved it is essential to use high capacitances for coupling p.l.c. systems to h.v.

Tableau 1

	Câble souterrain	Ligne d'énergie aérienne
Impédance caractéristique	20-40 Ω	200-400 Ω
Affaiblissement à 100 kHz	0,5-1,5 dB/km	Affaiblissement du mode 1 0,02-0,03 dB/km
Vitesse de propagation	~ 160 000 km/s	Propagation du mode 1 à environ la vitesse de la lumière ~ 300 000 km/s

Si la section en câble est longue (plusieurs dizaines de kilomètres), il faut utiliser des fréquences basses pour les liaisons C.P.L. à cause du fort affaiblissement du câble.

Les lignes purement en câble ne posent en général pas de problèmes particuliers pour la transmission par C.P.L. sauf dans les cas où le câble est extrêmement long et où, en même temps, le niveau de bruit présent est élevé, par exemple dans les systèmes de transport d'énergie en courant continu.

On fait une distinction fondamentale entre les câbles à un seul conducteur et ceux qui ont trois conducteurs. Les premiers sont employés presque exclusivement pour les tensions supérieures à 100 kV tandis que les câbles à trois conducteurs trouvent principalement leurs applications à des tensions inférieures. La planche 1 montre les structures classiques des câbles.

4.2.1.4.2. Application de l'analyse modale à un système de trois câbles monophasés

Wedepohl et Wilcox (1973) ont étudié les problèmes de transitoires sur les câbles haute tension et les effets des couplages entre câbles d'énergie et câbles de télécommunication.

Pour les besoins de leur étude, ils considèrent un ensemble de 3 câbles monophasés (voir figure 17) comme un système ayant six modes. En première approximation, on suppose que les écrans des câbles sont flottants. La mise à la terre des écrans aux extrémités sera examinée plus loin, ainsi que les conditions aux limites appropriées. Le sol environnant est pris comme étant le conducteur de retour.

La procédure suivie est semblable à celle des lignes aériennes (voir 4.2.1.1.). Pour obtenir des valeurs numériques à l'aide des équations d'onde, il faut d'abord calculer les impédances et admittances des câbles.

La détermination de l'admittance est élémentaire. Pour le système étudié, la matrice admittance est la suivante :

Table 1

	Underground Cable	Overhead Power Line
Characteristic impedance	20-40 Ω	200-400 Ω
Attenuation at 100 kHz	0.5-1.5 dB/km	Mode 1 attenuation 0.02-0.03 dB/km
Phase velocity	\sim 160 000 km/s	Mode 1 propagation at about speed of light \sim 300 000 km/s

cables. However, for the same reason line traps of a correspondingly low value can be employed.

When the cable section is long (i.e. several tens of kilometres), low frequencies must be used for the p.l.c. channels because of the high cable attenuation.

Homogeneous cable sections do not usually present any special problems for p.l.c. transmission except in cases where the cable is extremely long and where, at the same time, high noise level is present, e.g. HVDC systems.

Fundamentally, distinction is made between cables with a single conductor and those having three conductors. The former is used almost exclusively for voltages above 100 kV, while the triple-core cable finds its chief application at lower voltages. Plate 1 shows typical cable structures.

4.2.1.4.2 Modal analysis applied to a system of three single-core cables

Wedepohl and Wilcox (1973) investigated transient problems on h.v. cables and the coupling effects between power cables and communications cables.

For the purpose of their investigation an arrangement of 3 single-core cables (see Fig. 17) is considered as a six-mode system. Initially, a floating cable sheath is assumed. The sheath earthing at the ends will be considered later, together with the appropriate boundary conditions. The surrounding earth is taken as being the return conductor.

The procedure followed is similar to that for the overhead line (Section 4.2.1.1). In order to obtain numerical solutions with the aid of the wave equations it is necessary first to calculate the cable admittances and impedances.

The determination of the shunt admittance is elementary. For the system under consideration the admittance matrix is as shown:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & & \\ & Y_2 & \\ & & Y_3 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Les éléments y_i sont les sous-matrices admittance de chaque câble, de dimensions 2 par 2. Par conséquent $[Y]$ est de dimensions 6 par 6. Les éléments non-diagonaux sont nuls, c'est-à-dire qu'on suppose qu'il n'y a pas de couplage capacitif entre les câbles.

Le calcul des impédances est long et compliqué. Comme le modèle doit aussi être valable pour les basses fréquences pour lesquelles l'effet de peau ne se manifeste pas encore, il faut également tenir compte des couplages entre l'intérieur et l'extérieur des écrans. Du fait que l'effet d'écran n'est pas total, l'analyse comprend aussi l'impédance du sol environnant. On tient compte également du couplage magnétique mutuel entre les câbles.

La matrice impédance est donnée par :

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_2 & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_3 \end{bmatrix} \quad (57)$$

Les éléments Z_i sont les sous-matrices de l'impédance propre de chaque câble et les éléments Z_{ij} sont les sous-matrices des inductances mutuelles entre câbles.

De la même façon que pour les lignes aériennes, on obtient les valeurs propres et les vecteurs courant et tension du système en mettant sous la forme diagonale $[P] = [Z][Y]$ et $[P]^t = [Y][Z]$:

$$[\lambda] = [\gamma^2] = [M]^{-1} [P] [M] \quad (58)$$

et

$$[\lambda] = [\gamma^2] = [N]^{-1} [P]^t [N] \quad (59)$$

Les matrices des vecteurs courant et tension pour une disposition des câbles conforme à la figure 17 se présentent comme suit (les valeurs ont été arrondies pour la clarté) :

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & & \\ & Y_2 & \\ & & Y_3 \end{bmatrix} \quad \dots (56)$$

Y_i are the admittance submatrices for each cable with the dimension (2×2) . Thus $[Y]$ is of the order (6×6) . The off-diagonal elements are zero, i.e. it will be assumed that there is no capacitive coupling between the cables.

Calculation of the longitudinal impedances is complex and lengthy. As the model should also be valid for low frequencies at which the skin effect is not yet evident, couplings between the inside and outside of the screen are also taken into account. Because of the incomplete screening, the analysis also includes the impedance of the surrounding earth. Also the mutual magnetic coupling between different cables is taken into account.

The matrix of the longitudinal impedances is given by:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_2 & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_3 \end{bmatrix} \quad \dots (57)$$

Z_i are the submatrices of the self-impedances of each cable and Z_{ij} the submatrices of the mutual inductances between the cables.

In a manner similar to that for the overhead line, the eigenvalues and the current and voltage vectors of the system are obtained by transforming into the diagonal form $[P] = [Z] [Y]$ and $[P]^t = [Y] [Z]$.

$$[\lambda] = [\gamma^2] = [M]^{-1} [P] [M] \quad \dots (58)$$

and

$$[\lambda] = [\gamma^2] = [N]^{-1} [P]^t [N] \quad \dots (59)$$

The matrices of the current and voltage vectors for a cable configuration in accordance with Fig. 17 are presented as follows: (the values are rounded off for clarity)

$$\begin{array}{c}
 \text{Mode} \\
 \begin{array}{cccccc}
 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\
 \left[\begin{array}{cccccc}
 1 & -0,5 & +1 & +1 & -0,5 & +1 \\
 1 & -0,5 & +1 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & +1 & +0 & 1 & +1 & 0 \\
 1 & +1 & +0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & -0,5 & +1 & +1 & -0,5 & -1 \\
 1 & -0,5 & -1 & 0 & 0 & 0
 \end{array} \right] \begin{array}{l}
 \text{Conducteur 1} \\
 \text{Ecran 1} \\
 \text{Conducteur 2} \\
 \text{Ecran 2} \\
 \text{Conducteur 3} \\
 \text{Ecran 3}
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (60)$$

$$\begin{array}{c}
 \text{Mode} \\
 \begin{array}{cccccc}
 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\
 \left[\begin{array}{cccccc}
 0 & 0 & 0 & -1 & +0,5 & -1 \\
 +1 & -0,5 & +1 & +1 & -0,5 & +1 \\
 0 & 0 & 0 & -1 & +1 & 0 \\
 +1 & +1 & 0 & +1 & +1 & +1 \\
 0 & 0 & 0 & -1 & +0,5 & -1 \\
 +1 & -0,5 & -1 & +1 & -0,5 & 1
 \end{array} \right] \begin{array}{l}
 \text{Conducteur 1} \\
 \text{Ecran 1} \\
 \text{Conducteur 2} \\
 \text{Ecran 2} \\
 \text{Conducteur 3} \\
 \text{Ecran 3}
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (61)$$

Modes inter-écrans
Modes coaxiaux

Les valeurs propres associées (affaiblissement et vitesse de phase) sont données figures 18 et 19. Comme dans le cas de la ligne aérienne, chaque vecteur tension de phase V_0 peut être représenté comme une combinaison linéaire des composantes des modes V_{co} :

$$V_0 = [M] \cdot V_{co} ; V_{co} = [M]^{-1} V_0 \quad (62)$$

De même, on a pour les courants :

$$I_0 = [N] \cdot I_{co} ; I_{co} = [N]^{-1} I_0 \quad (63)$$

En outre, l'équation suivante est valable pour le vecteur tension V_x à l'abscisse x sur un câble adapté :

$$V_x = [M] \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 x} \\ \vdots \\ e^{-\gamma_n x} \end{bmatrix} [M]^{-1} V_0 \quad (64)$$

		Mode								
		1	2	3	4	5	6			
$[M]$	=	[1	-0.5	+1	+1	-0.5	+1	CONDUCTOR	1
	1		-0.5	+1	0	0	0	SHEATH	1	
	1		+1	0	+1	+1	0	CONDUCTOR	2	
	1		+1	0	0	0	0	SHEATH	2	
	1		-0.5	-1	+1	-0.5	-1	CONDUCTOR	3	
	1		-0.5	-1	0	0	0	SHEATH	3	
								... (60)		

		Mode								
		1	2	3	4	5	6			
$[N]$	=	[0	0	0	-1	+0.5	-1	CONDUCTOR	1
	+1		-0.5	+1	+1	-0.5	+1	SHEATH	1	
	0		0	0	-1	-1	0	CONDUCTOR	2	
	+1		+1	0	+1	+1	0	SHEATH	2	
	0		0	0	-1	+0.5	+1	CONDUCTOR	3	
	+1		-0.5	-1	+1	-0.5	-1	SHEATH	3	
		} Intersheath modes		} Coaxial modes						
								... (61)		

The associated eigenvalues (attenuation and phase velocity) are given in Fig. 18 and 19. As in the case of the overhead line, each phase voltage vector \underline{V}_0 here can be represented as a linear combination of the mode components \underline{V}_{co} .

$$\underline{V}_0 = [M] \cdot \underline{V}_{co} ; \quad \underline{V}_{co} = [M]^{-1} \underline{V}_0 \quad \dots (62)$$

Similarly, for the currents we have:

$$\underline{I}_0 = [N] \cdot \underline{I}_{co} ; \quad \underline{I}_{co} = [N]^{-1} \underline{I}_0 \quad \dots (63)$$

Further, the following is valid for the voltage vector \underline{V}_x at point x on a terminated cable:

$$\underline{V}_x = [M] \cdot \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 x} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-\gamma_n x} \end{bmatrix} [M]^{-1} \underline{V}_0 \quad \dots (64)$$

Cette équation montre que, dans le cas des systèmes en câble aussi, le signal peut être ramené à des composantes des modes naturels, chaque mode se propageant avec sa propre constante γ_i .

Pour les applications pratiques, c'est-à-dire pour calculer l'affaiblissement du câble aux fréquences des C.P.L., les modes coaxiaux (modes 4, 5 et 6) jouent un rôle dominant.

Les figures 18 et 19 montrent que, pour ces modes, l'affaiblissement et la vitesse de phase coïncident à des fréquences de plus de 1 kHz.

Dans le cas de couplages réels, le signal porteur est en grande mesure une combinaison linéaire de ces modes coaxiaux qui montrent des caractéristiques identiques dans la gamme des fréquences utilisée. Ainsi on peut montrer que les valeurs d'affaiblissement, qu'on obtient en prenant la théorie élémentaire des conducteurs coaxiaux pour base, s'accordent en grande mesure avec les résultats de l'analyse modale; ceci parce que l'écran des câbles est très efficace, même à des fréquences porteuses basses, ce qui fait que l'on peut considérer les câbles comme étant découplés.

Ainsi, pour des câbles monophasés les formules simples pour des conducteurs coaxiaux sont tout à fait suffisantes pour calculer les caractéristiques de transmission (impédance, affaiblissement, caractéristiques, etc.). Afin d'obtenir une première approximation, il est également permis, en général, de calculer le comportement de transmission d'un système mixte (ligne aérienne plus câble souterrain) à l'aide de « la théorie du mode simple » élémentaire.

Néanmoins, si l'on doit tenir compte des lignes aériennes longues et/ou transposées, une analyse basée sur la théorie modale devient indispensable.

4.2.1.4.3. Analyse modale d'un câble à trois conducteurs

Les trois conducteurs étant dans le même écran, on doit les considérer comme étant couplés magnétiquement. Si l'on suppose que la protection que donne l'écran en plomb est suffisante pour des fréquences porteuses, il ne sera pas nécessaire d'inclure l'entourage des câbles dans l'analyse.

Une disposition symétrique des trois conducteurs comme celle de la planche 1 conduit à la structure suivante pour les matrices [Y] et [Z]:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_2 \\ Y_2 & Y_1 & Y_2 \\ Y_2 & Y_2 & Y_1 \end{bmatrix} \quad [Z] = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_2 & Z_2 \\ Z_2 & Z_1 & Z_2 \\ Z_2 & Z_2 & Z_1 \end{bmatrix} \quad (65)$$

Ceci signifie que toutes les admittances propres et toutes les impédances propres sont identiques; de même, tous les éléments de couplage des deux matrices sont identiques. La matrice produit $[P] = [Z][Y]$ a la même structure c'est-à-dire que $[P] = [P]^t$

La transformation de [P] sous la forme diagonale :

$$[\gamma^2] = [M]^{-1} [P] [M] \quad (66)$$

This means that, in the case of cable systems too, the signal can be resolved into the natural mode components, each mode being propagated with its specific propagation constant γ_i .

For practical applications, i.e. for calculating the cable attenuation for p.l.c. frequencies, the coaxial modes (modes 4, 5, 6) play a leading role.

It can be seen from Fig. 18 and 19 that for these modes the attenuation and the phase velocity coincide at frequencies greater than 1 kHz. In the case of actual couplings, the carrier signal is to a large degree a linear combination of these coaxial modes, which exhibit identical characteristics in the frequency range used. Thus it can be shown that the attenuation values, which are obtained using the elementary theory of the coaxial conductors as a basis, agree to a large extent with the results of the modal analysis. This follows from the fact that the screening offered by the cable sheath is very effective even at low carrier frequencies, so that the cables can therefore be considered as being decoupled from each other.

Hence, for single-core cables the simple formulae for coaxial conductors are quite adequate for calculating the transmission characteristics (characteristic impedance, attenuation, etc.). Equally, for the purpose of obtaining a first approximation it is generally permissible to calculate the transmission behaviour of a mixed system (overhead line plus underground cable) with the aid of the elementary 'single mode theory'.

However, if long and/or transposed overhead lines are also to be taken into account, an analysis based on the modal theory becomes indispensable.

4.2.1.4.3 Modal analysis of a triple-core power cable

As all three conductors lie within the same sheath, these must be considered as being magnetically coupled. Assuming that the screening which the lead sheath provides is adequate for carrier frequencies, it will not be necessary to include the cable surroundings in the analysis.

A symmetrical triple-core arrangement as shown in Plate 1 exhibits the following structure for the $[Y]$ and $[Z]$ matrices:

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_2 \\ Y_2 & Y_1 & Y_2 \\ Y_2 & Y_2 & Y_1 \end{bmatrix} \quad [Z] = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_2 & Z_2 \\ Z_2 & Z_1 & Z_2 \\ Z_2 & Z_2 & Z_1 \end{bmatrix} \quad \dots (65)$$

This means that all the self-admittances and self-impedances are identical; equally, all coupling elements in the two matrices are identical. The product matrix $[P] = [Z] \cdot [Y]$ has the same structure, i.e. $[P] = [P]^t$.

The transformation of $[P]$ into diagonal form:

$$[Y^2] = [M]^{-1} [P] [M] \quad \dots (66)$$

conduit à des vecteurs propres orthogonaux qui font apparaître une structure conforme à la distribution de Clarke :

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (67)$$

Du reste, dans un tel cas $[N]=[M]$ c'est-à-dire que les vecteurs propres pour les courants et les tensions sont les mêmes.

On trouve également que deux des trois valeurs propres sont identiques c'est-à-dire que l'on a, pour la matrice de la constante de propagation :

$$[\gamma] = \begin{bmatrix} \gamma_3 & & \\ & \gamma_1 & \\ & & \gamma_1 \end{bmatrix} \quad (68)$$

Ainsi, dans le cas d'un câble triphasé symétrique, les modes 1 et 2 (modes inter-conducteurs) ont exactement les mêmes affaiblissements et vitesses de phase. En d'autres termes, un couplage aux trois phases selon le mode 1 donne les mêmes résultats pour l'affaiblissement qu'un couplage à deux phases en push-pull. Si on se couple entre un conducteur et l'écran, le tiers de la puissance émise est convertie en mode commun. Il en résulte un affaiblissement supérieur d'environ 3,5 dB à celui obtenu avec un couplage interphase.

Les câbles haute tension modernes sont souvent munis d'un écran individuel pour chacun des conducteurs de phase si bien que ces derniers sont électriquement découplés. Alors la matrice admittance devient diagonale.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & & \\ & Y_1 & \\ & & Y_1 \end{bmatrix} \quad (69)$$

La structure des vecteurs propres est également dans ce cas conforme à celle de Clarke et deux des trois valeurs propres sont identiques.

Le paragraphe suivant traite du problème qui se pose dans les systèmes de transmission mixtes, c'est-à-dire comportant des parties en câbles souterrain et des parties en ligne aérienne.

4.2.1.4.4. Analyse simplifiée d'une voie de transmission C.P.L. formée en partie de ligne aérienne et en partie de câble souterrain

Les lignes d'énergie comportant des câbles souterrains peuvent être divisées en deux catégories :

leads to orthogonal eigenvectors which exhibit a structure in accordance with the Clarke distribution:

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -2 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots (67)$$

Moreover, in such a case $[N] = [M]$, i.e. the eigenvectors for current and voltage are the same.

It is also found that two of the three eigenvalues are identical, i.e. for the matrix of the propagation constant we have:

$$[\gamma] = \begin{bmatrix} \gamma_3 & & \\ & \gamma_1 & \\ & & \gamma_1 \end{bmatrix} \quad \dots (68)$$

Hence, in the case of the symmetrical triple-core cable modes 1 and 2 (the interconductor modes) exhibit exactly the same attenuation and phase velocity. In other words, a three-phase mode 1 coupling results in the same attenuation as a phase-to-phase push-pull coupling. By coupling between a pole conductor and the screen, 1/3 of the transmission power will be converted into common mode. This results in an attenuation which is some 3.5 dB higher than for a phase-to-phase coupling.

Each of the three single conductors of a modern high-voltage cable is often provided with individual (Hochstadter) screening, so that the conductors are decoupled electrically. The matrix of the admittances then becomes diagonal.

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 & & \\ & Y_1 & \\ & & Y_1 \end{bmatrix} \quad \dots (69)$$

The structure of the eigenvectors in this case also conforms with the Clarke structure and two of the three eigenvalues are identical.

The following section treats the problems which arise in mixed transmission systems, i.e. systems containing power cables and overhead lines.

4.2.1.4.4 Simplified analysis of a p.l.c. transmission path consisting of overhead line sections and cable sections

Power circuits incorporating underground cables can be divided into two categories:-

- a) lignes entièrement formées par du câble souterrain
- b) lignes avec des parties en ligne aérienne et des parties en câble souterrain.

Quand il y a combinaison de lignes aériennes et de câbles souterrains, il apparaît des réflexions à tous les points de raccordement aéro-souterrains. L'affaiblissement supplémentaire dû à ces réflexions doit être pris en compte si une telle ligne d'énergie est utilisée comme support d'une liaison C.P.L..

La figure 20 donne des dispositions classiques de systèmes mixtes ligne aérienne – câble souterrain.

4.2.1.4.5. Effet des raccordements de lignes aériennes à des câbles souterrains

Une ligne d'énergie aérienne est formée de trois phases (ou plus). Quand on utilise cette ligne à des fins de télécommunication, le signal appliqué donne naissance à des ondes émises selon trois modes (ou plus) ayant chacun sa propre impédance caractéristique et sa propre vitesse de phase (voir paragraphe 4.2.1.1.). Dans le cas d'une combinaison ligne aérienne câble souterrain, l'affaiblissement de propagation dû à la jonction aéro-souterraine sera légèrement différent pour chacun des modes.

Pour avoir une approximation satisfaisante de l'affaiblissement global, il suffit de baser l'analyse sur la théorie simple d'une ligne à deux conducteurs (un seul mode).

Dans le cas où il y a deux jonctions aéro-souterraines, comme dans le cas b) de la figure 20, l'affaiblissement total du système est donné par :

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{Ligne 1}} + a_{\text{câble}} + a_{\text{Ligne 2}} + 2 a_m + a_s \quad (70)$$

Les définitions des termes de l'équation précédente sont les suivantes :

$$a_{\text{Ligne 1}} = \alpha_1 \cdot \ell_1, \quad (71)$$

affaiblissement de la première partie en ligne aérienne;

$$a_{\text{câble}} = \alpha_c \cdot \ell_c, \quad (72)$$

affaiblissement de la partie en câble;

$$a_{\text{Ligne 2}} = \alpha_2 \cdot \ell_2, \quad (73)$$

affaiblissement de la deuxième partie en ligne aérienne;

$$a_m = \ln \frac{Z_c + Z_L}{2 \sqrt{Z_c \cdot Z_L}} \text{ Np} , \quad (74)$$

affaiblissement d'adaptation introduit par une jonction.

- (a) Circuits entirely composed of underground cable,
- (b) Circuits with sections both of overhead line and underground cable.

When combining overhead lines and underground cables, reflections will occur at all the junction points where overhead lines and underground cables are joined together. The attenuation losses occurring from the reflections have to be taken into consideration when such a circuit is used for p.l.c.-communication.

Typical arrangements of mixed overhead line-cable systems are shown on Fig. 20.

4.2.1.4.5 The effect of junctions of overhead lines with power cables

An overhead power line consists of three or more phases. When using the line for telecommunication purposes, the signal applied to the line will result in three or more modes of transmitted waves (see Section 4.2.1.1) each with its own characteristic impedance and velocity of propagation. When combining an overhead line with an underground cable, the transmission loss due to this junction will be slightly different for each mode.

To give a satisfactory approximation of the total transmission loss it is sufficient to base the analysis upon the elementary two-wire line (single mode) theory.

If two junctions are involved in the system, as in the case (b) of overhead line section, the total attenuation of the overall system is given by:

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{Line 1}} + a_{\text{cable}} + a_{\text{Line 2}} + 2 a_m + a_s \quad \dots (70)$$

Each term of the above expression is defined as follows:

$$a_{\text{Line 1}} = \alpha_1 \cdot \ell_1 \quad \dots (71)$$

Attenuation of the first overhead line section.

$$a_{\text{cable}} = \alpha_C \cdot \ell_C \quad \dots (72)$$

Attenuation of the cable section

$$a_{\text{Line 2}} = \alpha_2 \cdot \ell_2 \quad \dots (73)$$

Attenuation of the second overhead line section

$$a_m = \ln \frac{Z_C + Z_L}{2\sqrt{Z_C \cdot Z_L}} \quad Np \quad \dots (74)$$

L'équation (74) pour a_m n'est valable que pour les valeurs réelles de Z_C et Z_L qui sont respectivement les impédances caractéristiques du câble et de la ligne aérienne;

$$a_s = \ln |1 - r_1 \cdot r_2 \cdot e^{-2\gamma_C \cdot \ell_C}| \text{ Np} , \quad (75)$$

affaiblissement dû aux ondes stationnaires, également appelées affaiblissement de réflexion.

Ce terme comprend la partie dépendant de la fréquence des ondes réfléchies qui se propagent de droite à gauche et de gauche à droite entre les deux jonctions. Dans l'équation (75), r_1 et r_2 sont les coefficients de réflexion définis comme suit :

$$r_1 = r_2 = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} = e^{-(a_e + jb_e)} \quad (76)$$

Comme le montre l'équation (76), le coefficient de réflexion est en général un nombre complexe mais, si on suppose que Z_L et Z_C sont réels, il est également un nombre réel. Dans la partie droite de l'expression, a_e représente l'affaiblissement d'adaptation (en népers) c'est-à-dire l'affaiblissement de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente; b_e est le déphasage (en radians) de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente.

Dans le cas d'une réflexion réelle, le coefficient b_e est égal à zéro.

Avec $\gamma_C = \alpha_C + j\beta_C$, constante de propagation complexe de la partie en câble, on peut écrire l'équation (75) comme suit :

$$a_s = \ln |1 - e^{-2(a_e + \alpha_C \cdot \ell_C + jb_e + j\beta_C \cdot \ell_C)}| \text{ Np} \quad (77)$$

Le terme de phase $e^{-j2(b_e + \beta_C \cdot \ell_C)}$ représente le déphasage de l'onde réfléchie, qui dépend de la fréquence. Il atteint sa valeur réelle maximale +1 ou -1 pour des multiples entiers de

$$f = \frac{v_C}{2\ell_C} \quad (78)$$

expression dans laquelle v_C est la vitesse de propagation dans le câble, environ 160 000 km/s. Pour ces fréquences particulières, l'équation (77) peut s'écrire :

$$a_s = \ln |1 \pm e^{-2(\alpha_C \cdot \ell_C + a_e)}| \text{ Np} \quad (79)$$

La figure 21 donne une courbe montrant les valeurs maximales positives et négatives de a_s selon l'équation (79).

À partir des équations (71), (72), (73), (74) et (79), l'affaiblissement total peut s'écrire :

Mismatch loss introduced by one junction.

The above equation (74) for a_m is valid only for real values of Z_C and Z_L . Z_C and Z_L are the characteristic impedances of the cable and the overhead line respectively.

$$a_s = \ln |1 - r_1 \cdot r_2 \cdot e^{-2\gamma_C \cdot \ell_C}| \quad \text{Np} \quad \dots (75)$$

Standing wave loss, also called reflection loss or interaction loss.

This term includes the frequency dependent effect of the reflected wave travelling forth and back between the two junctions. In the above equation (75), r_1 and r_2 are the reflection coefficients defined as follows:

$$r_1 = r_2 = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} = e^{-(a_e + j b_e)} \quad \dots (76)$$

As shown by equation (76) the reflection coefficient is generally a complex figure, but if Z_L and Z_C are assumed to be real, it becomes a real figure too. On the right hand side of the expression a_e is the return loss in Np, i.e. the loss of the reflected wave relative to the incident wave. b_e is the phase shift in radians of the reflected wave relative to the incident wave. In case of a real reflection coefficient b_e equals zero.

With $\gamma_C = \alpha_C + j\beta_C$, which is the complex propagation coefficient of the cable section equation (75) may be written as follows:

$$a_s = \ln |1 - e^{-2(a_e + \alpha_C \cdot \ell_C + j b_e + j \beta_C \cdot \ell_C)}| \quad \text{Np} \quad \dots (77)$$

The rotating phasor $e^{-j2(b_e + \beta_C \cdot \ell_C)}$ represents the phase shift of the reflected wave, dependent on the frequency. It reaches the maximum real part ± 1 at integral multiples of:

$$f = \frac{v_C}{2\ell_C} \quad \dots (78)$$

Here v_C is the phase velocity of the cable section, $v_C \approx 160\,000$ km/s. For these frequencies equation (77) can be written as:

$$a_s = \ln |1 \pm e^{-2(\alpha_C \cdot \ell_C + a_e)}| \quad \text{Np} \quad \dots (79)$$

A graph showing the positive and negative maximum values of a_s according to equation (79) is given in Fig. 21.

With the terms (71), (72), (73), (74) and (79) the total attenuation can be written as:

$$a_{\text{tot}} = \alpha_1 \ell_1 + \alpha_C \ell_C + \alpha_2 \ell_2 + 2 \ln \frac{Z_C + Z_L}{2 \sqrt{Z_C \cdot Z_L}} + \ln |1 \pm e^{-2(\alpha_C \ell_C + a_e)}| \text{ Np} \quad (80)$$

soit :

$$a_{\text{tot}} = \alpha_1 \ell_1 + \alpha_C \ell_C + \alpha_2 \ell_2 + 2.20 \log \frac{Z_C + Z_L}{2 \sqrt{Z_C \cdot Z_L}} + 20 \log |1 \pm 10^{-2(\alpha_C \ell_C + a_e)/20}| \text{ dB} \quad (81)$$

Comme on peut le voir sur la figure 21, l'affaiblissement de réflexion peut être positif ou négatif. Quand il est négatif, les ondes réfléchies sont toutes en phase avec l'onde incidente, donnant par conséquent une diminution de l'affaiblissement par rapport à sa valeur moyenne. À côté des fréquences pour lesquelles toutes les ondes réfléchies sont en phase avec l'onde incidente, il existe différentes combinaisons d'ondes réfléchies en phase et en opposition de phase avec l'onde incidente qui donnent, dans une plus faible mesure, une augmentation de l'affaiblissement par rapport à sa valeur moyenne.

Les fréquences pour lesquelles toutes les ondes réfléchies sont en phase avec l'onde incidente (donnant ainsi une diminution de l'affaiblissement) sont les fréquences multiples de f données par l'équation (78).

Pour toutes les lignes, l'affaiblissement donné par les équations (80) et (81) existe mais, du fait que les impédances de fermeture sont plus ou moins bien adaptées à l'impédance de la ligne, l'affaiblissement dû aux réflexions est normalement faible.

Si le rapport de désadaptation est supérieur à 2, l'affaiblissement supplémentaire devient sensible et, du fait que la désadaptation entre une ligne aérienne et un câble souterrain peut atteindre le rapport 20, l'affaiblissement supplémentaire peut être important (5 à 7 dB).

La figure 22 donne l'affaiblissement d'adaptation a_m (affaiblissement de l'onde progressive par rapport à l'onde incidente) et l'affaiblissement de réflexion (ou d'écho) a_e (affaiblissement de l'onde réfléchie par rapport à l'onde incidente) en fonction du rapport de deux impédances résistives.

Par exemple une impédance de 400 Ω pour une ligne aérienne et une impédance de 20 Ω pour un câble souterrain donnent un rapport de 20.

4.2.1.4.6. Couplage d'un équipement C.P.L. à un câble

Un câble souterrain peut être considéré comme un câble coaxial. La partie résistive de l'impédance en haute fréquence est normalement de l'ordre de 20 à 40 Ω et peut être considérée comme constante dans la gamme des fréquences utilisées pour les télécommunications par C.P.L..

L'affaiblissement en ligne sera 10 à 20 fois plus grand en dB que celui d'une ligne aérienne, ce que montre la figure 23.

Pour le couplage direct à un câble, il faut employer un condensateur de couplage d'une capacité 10 à 20 fois supérieure à celle utilisée pour les lignes aériennes. Avec des filtres spéciaux, la valeur du condensateur peut être réduite et dans la plupart des cas, on utilise des condensateurs de valeurs comprises entre 10 et 20 nF.

L'impédance nécessaire pour le circuit-bouchon peut être 10 à 20 fois plus petite que celle qui est nécessaire pour une ligne aérienne.

$$a_{\text{tot}} = \alpha_1 \ell_1 + \alpha_C \ell_C + \alpha_2 \ell_2 + 2 \ln \frac{Z_C + Z_L}{2\sqrt{Z_C \cdot Z_L}} + \ln |1 + e^{-2(\alpha_C \cdot \ell_C + a_e)}| N_p \quad \dots (80)$$

or

$$a_{\text{tot}} = \alpha_1 \ell_1 + \alpha_C \ell_C + \alpha_2 \ell_2 + 2 \cdot 20 \log \frac{Z_C + Z_L}{2\sqrt{Z_C \cdot Z_L}} + 20 \log |1 + 10^{-2(\alpha_C \cdot \ell_C + a_e)/20}| \quad \text{dB} \quad \dots (81)$$

As can be seen from Fig. 21 the interaction loss can be positive or negative. When the loss is negative, the reflected waves are all in phase with the fundamental wave, thus giving a decrease of attenuation compared with the mean value. Between the frequencies where all reflected waves are in phase with the fundamental wave, different combinations of reflected waves in and out of phase with the fundamental wave will give a smaller degree of increased attenuation compared with the mean value.

The frequencies at which all the reflected waves are in phase with the fundamental wave (thus giving decreased attenuation) will occur at multiples of f given by equation (78).

For all lines the losses given in expressions (80) and (81) will be present, but since the terminating impedances are more or less matched to the line impedance, losses due to reflections will normally be small.

When a mismatch exceeds 2:1, additional losses will be noticeable, and since a mismatch between an overhead line and an underground cable can be up to 20:1, the additional losses could be considerable (5 to 7 dB).

In Fig. 22 the mismatch loss a_m (the attenuation of the progressive wave relative to the incident wave) and the return loss or echo loss a_e (which is the attenuation of the reflected wave relative to the incident wave) are given as functions of the ratio of two resistive impedances.

For example the impedance 400 ohms of an overhead line and the impedance 20 ohms of an underground cable give a ratio of 20.

4.2.1.4.6 Coupling of p.l.c. equipment to cable

An underground cable may be considered as a coaxial cable. The resistive part of the high frequency impedance is normally of the order of 20 to 40 ohms and can be considered constant within the frequency range used for p.l.c. communication.

The line attenuation in dB will be 10 to 20 times higher than that for overhead lines, and this is shown in Fig. 23.

When coupling directly to a cable, a high-voltage coupling capacitor of 10 to 20 times higher capacitance than that used for overhead lines should be used. By using special filters the capacitor value can be reduced and in most cases coupling capacitors in the range 10 to 20 nF are used.

The necessary impedance of the line trap may be as low as 1/10 to 1/20 of the necessary impedance used for an overhead line.

4.2.1.4.7. Lignes en câbles souterrains

Dans ce cas, les équipements C.P.L. peuvent être couplés directement au câble souterrain aux deux extrémités, et les réflexions dues à la désadaptation n'auront que peu d'influence sur l'affaiblissement total. Une ligne de ce genre peut être considérée comme une ligne aérienne ordinaire sauf que l'affaiblissement est élevé et l'impédance faible. Le condensateur de couplage doit avoir une valeur élevée et le circuit-bouchon peut être de faible valeur.

Pour une ligne en courant alternatif, les perturbations dues à l'effet de couronne seront faibles, si bien que c'est l'affaiblissement maximal du câble qui déterminera la bande de fréquence qui peut être utilisée pour les C.P.L.

Pour une ligne en courant continu, il faut tenir compte à la fois de l'affaiblissement du câble et des perturbations causées par les convertisseurs. Ces derniers produisent des perturbations de niveau très élevé qui diminuent lorsque la fréquence augmente.

Pour obtenir de bonnes conditions pour une liaison C.P.L., un filtre doit être inséré entre le convertisseur et la ligne. Un tel filtre est plus facile à réaliser pour les fréquences élevées des courants porteurs que pour les fréquences faibles. Il en résulte qu'il faut tenir compte de considérations économiques pour le choix des fréquences.

Il faut diminuer les fréquences au fur et à mesure que la longueur de la liaison augmente. Pour les câbles très longs, de plus de 100 km, des fréquences de l'ordre de 20 à 30 kHz doivent être utilisées à cause du fort affaiblissement du câble.

4.2.1.4.8. Exemple classique d'un système mixte (partie en ligne aérienne et partie en câble souterrain)

Pour minimiser les variations d'affaiblissement dues aux réflexions sur une liaison formée de parties en ligne aérienne et en câble souterrain, la ligne doit être fermée sur l'impédance caractéristique de la partie formant l'extrémité.

Pour un système mixte tel que le b) de la figure 20, l'affaiblissement total de la liaison est formé de l'affaiblissement de chaque partie, de l'affaiblissement d'adaptation a_m de chaque jonction et de l'affaiblissement dû à l'effet d'ondes stationnaires, conformément à l'équation (81). Les fréquences pour lesquelles l'affaiblissement dû aux ondes stationnaires est maximal (ou minimal) sont des multiples de :

$$f = \frac{v_c}{2 l_c} \text{ Hz} \tag{82}$$

Un exemple d'affaiblissement pour une liaison mixte est donné figure 24. La ligne est formée de trois parties :

- a) ligne aérienne $Z = 400 \Omega$ entre une phase et la terre
 $l_1 = 61,1 \text{ km}$ $\alpha_1 = 0,0078 \text{ dB/km}$ à 100 kHz
- b) câble souterrain $Z = 21 \Omega$ entre une phase et la terre
 $l_2 = 3,6 \text{ km}$ $\alpha_2 = 0,97 \text{ dB/km}$ à 100 kHz
- c) ligne aérienne $Z = 400 \Omega$ entre une phase et la terre
 $l_3 = 27,9 \text{ km}$ $\alpha_3 = 0,0078 \text{ dB/km}$ à 100 kHz

4.2.1.4.7 Underground cable circuits

In this case the p.l.c. equipment can be coupled directly to the underground cable at both ends, and reflection due to mismatch will only cause small influence on the total attenuation. Such a line may be regarded as normal overhead line except for the fact that the attenuation is high, the impedance low. The coupling capacitance must be high and the line trap impedance may be low.

For an a.c. line the corona interference will be low so that the maximum cable attenuation will determine which frequency bands can be used by p.l.c.

For a d.c. line, both the cable attenuation and interference caused by the d.c. converters must be taken into consideration. The converters cause a very high interference level which decreases with increasing circuit frequency. In order to achieve useful conditions for a p.l.c. circuit, an interference filter will have to be inserted between the converter and the line. Such a filter is easier to realise for higher than for lower transmission frequencies. For this reason, economic estimates should be taken into consideration when deciding the frequencies.

As the length of a line increases, the frequency must be reduced. For very long cables, exceeding 100 km, frequencies in the range of 20 to 30 kHz must be used because of the high cable attenuation.

4.2.1.4.8 Typical example of a mixed system (overhead line sections and underground cable sections)

To minimize loss fluctuations due to reflections, from a circuit consisting of both overhead line and underground cable sections, the line should be terminated with the characteristic impedance of the line section ending at the terminal point.

For a mixed system according to (b) of Fig. 20 the total line attenuation will consist of the attenuation of each section, the mismatch loss a_m from both junctions and the standing wave loss. This is in accordance with expression (81). The frequencies at which the standing wave loss is maximum (or minimum) are multiples of:

$$f = \frac{v_c}{2l_c} \quad \text{Hz} \quad \dots (82)$$

An example of the attenuation of a composite line is given in Fig.24. The line consists of three sections:

- | | |
|------------------------|-------------------------------------|
| (a) Overhead lines: | $Z = 400$ ohms phase/earth |
| $l_1 = 61.1$ km, | $\alpha_1 = 0.078$ dB/km at 100 kHz |
| (b) Underground cable: | $Z = 21$ ohms phase/earth |
| $l_2 = 3.6$ km | $\alpha_2 = 0.97$ dB/km at 100 kHz |
| (c) Overhead line: | $Z = 400$ ohms phase/earth |
| $l_3 = 27.9$ km, | $\alpha_3 = 0.078$ dB/km at 100 kHz |

L'affaiblissement dû aux réflexions apparaît aussi lorsqu'une ligne est fermée sur son impédance caractéristique à une extrémité et terminée par une jonction aéro-souterraine à l'autre extrémité. Ceci est dû au fait que la ligne ne peut pas être exactement adaptée.

Pour les calculs, un affaiblissement de réflexion a_r de l'ordre de 12 dB est alors utilisé (voir les courbes f et h de la figure 24). Les autres ondes réfléchies sont si faibles qu'elles peuvent être négligées.

Conclusion

Comme on peut le voir d'après l'exemple précédent, une liaison mixte peut être utilisée pour faire une transmission par C.P.L. Il faut effectuer le calcul de l'affaiblissement global de la liaison et si possible des mesures avant de choisir les fréquences optimales.

4.2.1.5. Effets des conditions atmosphériques sur l'affaiblissement en ligne

La propagation de l'énergie contenue dans les ondes porteuses le long de lignes d'énergie est affectée par la pluie, le brouillard, la neige et le givre. Lorsque le temps est pluvieux ou brumeux, l'augmentation de l'affaiblissement est généralement faible, et peut être négligée mais l'augmentation du niveau de bruit en ligne (voir paragraphe 4.2.3.1.) peut être important. Dans le cas de neige sur les conducteurs de la ligne, on ne peut à l'heure actuelle donner aucune indication sur la valeur de l'affaiblissement apporté, car on ne dispose pas de données expérimentales suffisantes. Cependant, on peut, en première approximation, considérer comme également valables pour la neige les résultats obtenus pour le givre. La question reste ouverte à des études et des recherches ultérieures afin d'obtenir des résultats plus précis. L'effet du givre ne se manifeste en général que sur une partie donnée de la ligne considérée. Il est peu probable que les lignes longues soient sujettes au givre de façon uniforme sur la totalité de leur longueur. Les effets du givre sur une liaison C.P.L. sont une augmentation de l'affaiblissement et une augmentation du niveau de bruit (voir paragraphe 4.2.3.1.)

L'affaiblissement supplémentaire apporté par le givre peut atteindre des valeurs pouvant affecter la continuité de la liaison C.P.L. et il doit donc être pris en considération par l'ingénieur d'étude. L'augmentation de l'affaiblissement dépend de plusieurs paramètres :

- a) la structure de la ligne d'énergie;
- b) l'épaisseur du manchon de givre sur les conducteurs;
- c) la température ambiante;
- d) la fréquence des courants porteurs.

a) Structure de la ligne d'énergie.

Le nombre de pylônes par kilomètre et la forme des isolateurs ont une influence sur la valeur de l'affaiblissement supplémentaire dû à la formation de givre à la surface des isolateurs qui a pour effet de diminuer l'isolement de la ligne par rapport à la terre. La figure 25 donne des chiffres pour une ligne 275 kV. On considère d'habitude qu'il convient de diminuer les chiffres de la figure 25 d'environ 10 % pour les lignes 110 kV et 20 % pour les lignes 60 kV. Pour les tensions inférieures, il devient très difficile de donner des chiffres précis car la dissipation de l'énergie des courants porteurs sur des isolateurs recouverts de givre peut atteindre des valeurs assez élevées (Wasley, 1974; Mikkelsen, 1950).

Interaction losses will also occur when a line is terminated with its characteristic impedance at one end and on overhead line underground cable junction at the other end. This is due to the fact that the line impedance cannot be exactly matched.

For the calculations a return loss $a_e \approx 12$ dB is therefore used. See the curves f and h in Fig. 24. Other reflected waves are so small that they can be neglected.

Conclusion

As can be seen from the above example a composite circuit can be used for p.l.c. communication. Calculation of the total attenuation loss of the circuit, and if possible line attenuation measurements, should be carried out before choosing the best frequencies.

4.2.1.5 The effect of weather on line attenuation

The propagation of carrier frequency (c.f.) energy along a power line is affected by rain, fog, snow and ice. During rainy or foggy weather the increase of attenuation is generally small and can be neglected, whereas the increase of line interference (see Clause 4.2.3.1) may be considerable. In the case of snow on the line conductors one cannot at present give any indication on the value of the attenuation introduced as insufficient experimental data exists. Nevertheless, the results obtained for ice and hoarfrost can be considered valid as a first approximation also for the snow condition. The problem has to be kept open for further study and investigation in order to obtain more specific results. The effect of ice will be generally concentrated on a particular section of the line under consideration. It is unlikely that the longer lines will be equally subject to ice throughout their entire length. The effects produced by ice on a p.l.c. link are increase of attenuation and increase of interference (Section 4.2.3.1).

The additional attenuation caused by ice may reach values which may affect the continuity of the p.l.c. link and must therefore be considered by the planning engineer. The increase of attenuation depends on different factors:

- (a) The configuration of the power line.
- (b) The thickness of ice sheath over the conductors.
- (c) The ambient temperature.
- (d) The frequency of the carrier signal.

(a) Power line configuration

The number of towers per km and the shape of insulators affects the figure of the additional loss due to ice formation on the insulator surfaces. This in turn lowers the resistance to earth of the line. In Fig. 25 figures are given for a 275 kV line. It is considered good practice to decrease the figures obtained from curve of Fig. 25 by 10% for 110 kV line and by 20% for a 60 kV line. For lower voltages it is very difficult to give precise figures as the c.f. energy dissipation over iced insulators can reach relatively high values (Wasley, 1974; Mikkelsen, 1950).

b) Épaisseur du manchon de givre

L'affaiblissement supplémentaire des signaux à courants porteurs dépend de l'épaisseur du manchon de givre sur les conducteurs de la ligne et peut, en première approximation, être supposé directement proportionnel à cette épaisseur.

c) Température ambiante

La température du manchon de givre a une influence considérable sur la qualité de transmission de la ligne. On observe les conditions les plus défavorables entre -1°C et -5°C . Pour des températures inférieures, les conditions de transmission s'améliorent et, bien entendu, pour des températures supérieures, le givre disparaît.

d) Fréquence des courants porteurs

L'affaiblissement supplémentaire dépend également de la fréquence porteuse. La figure 26 donne une courbe indiquant l'affaiblissement supplémentaire en fonction de la fréquence en présence d'un manchon de givre sur les conducteurs de 12,5 mm d'épaisseur pour une ligne 275 kV. Le givrage des conducteurs peut, à la limite, donner une augmentation de 2 à 10 fois, selon la fréquence, des valeurs de l'affaiblissement mesurées par beau temps, pour les parties de ligne concernées. Dans le cas de faisceaux de conducteurs, à cause de la possibilité d'avoir une masse de givre réunissant entre eux les conducteurs, l'augmentation de l'affaiblissement peut même être encore plus importante. Pour cette raison, on recommande de toujours utiliser les fréquences porteuses les plus basses pour les lignes sujettes au givre.

Aux fréquences voisines de 100 kHz, la particularité de l'affaiblissement dû au givre en fonction de la fréquence peut présenter des discontinuités dues à des causes qui n'ont pas encore été expliquées.

4.2.2. Méthodes de couplage et affaiblissement

Pour pouvoir utiliser les conducteurs d'une ligne à haute tension à des fins de télécommunication, il faut avoir un dispositif de couplage qui, quel qu'il soit, permette d'injecter les signaux à courants porteurs sans affaiblissement excessif et, en même temps, permette de protéger l'équipement de transmission contre les surtensions. Le dispositif de couplage est également nécessaire pour diminuer les pertes dues à l'impédance du poste vue en parallèle et pour rendre l'impédance aux fréquences porteuses raisonnablement indépendante du schéma du poste. Les figures 27 et 28 montrent des dispositifs de couplage classiques; on peut voir que le couplage est obtenu au moyen de groupes de couplage associés à des condensateurs de couplage et des circuits-bouchons.

Dans de nombreux cas, en particulier pour des lignes à très haute tension pour lesquelles les écartements sont grands, des dispositifs de couplage tels que ceux schématiquement représentés figure 29 sont souvent employés. Par rapport au dispositif de la figure 28, l'effet d'un défaut monophasé-terre proche est réduit (de l'ordre de 5 à 10 dB) et ceci est particulièrement intéressant pour les signaux de protection. Pour le dispositif de la figure 28, l'affaiblissement ne dépend que de la résistance de boucle et peut atteindre 30 dB ou plus dans les mêmes conditions.

4.2.2.1. Groupes de couplage

Le groupe de couplage est placé entre la borne basse tension du condensateur de couplage et le circuit de raccordement à l'équipement à courants porteurs; il comprend une bobine de drainage, un transformateur d'adaptation et des parafoudres. Les connexions sont classiquement réalisées comme le montrent les

(b) Thickness of ice sheath

The additional attenuation of c.f. signals depends on the thickness of the ice sheath over the line conductors and in first approximation it can be assumed to be directly proportional to the thickness of the ice sheath.

(c) The ambient temperature

The temperature of the ice sheath produces a considerable influence on the transmission quality of the line. The worst conditions are observed between -1°C and -5°C . For lower temperatures the transmission conditions become better and of course for higher temperatures the ice disappears.

(d) Transmission frequency

The additional line loss depends on the carrier frequency too. In Fig. 26 a curve is given for a 275 kV line indicating the additional losses versus carrier frequency due to an ice sheath of 12.5 mm thickness over the line conductors. Hoarfrost and ice coating of the phase-conductors may, under extreme conditions, cause the measured fair weather attenuation figure to be increased by 2 to 10 times for the sections of line influenced depending on frequency. In the case of bundle conductors, owing to the possibility of a bulk ice covering the increase of attenuation may be even greater. For this reason it is recommended that the lowest carrier frequencies should always be utilised for lines subject to icing.

At frequencies of about 100 kHz there may be discontinuities in the ice attenuation/frequency characteristic due to factors which are as yet unexplained.

4.2.2 Coupling methods and losses

To enable the conductors of a high voltage line to be employed for communication purposes, some form of coupling equipment is required which will permit the injection of the carrier frequency signals without undue loss and at the same time protect the communication equipment from overvoltages. The coupling system is also required to minimise the shunt loss caused by the substation equipment, and to render the impedance at carrier frequencies reasonably independent of switching conditions at the substation. Typical coupling arrangements are shown in Fig. 27 and 28, from which it is seen that coupling is achieved by means of coupling devices and associated coupling capacitors in configuration with line traps.

In many installations, particularly where EHV lines of large physical spacing are used, the coupling arrangements basically illustrated in Fig. 29 are often employed. By contrast with the arrangement of Fig. 28 the effect of a close-up single phase earth fault is now reduced (of the order of 5 to 10 dB) and this is particularly advantageous in protection signalling. In the arrangement of Fig. 28 the attenuation depends only on the loop resistance and may reach 30 dB or more under similar conditions.

4.2.2.1 Coupling devices

The coupling device is inserted between the low voltage terminal of the coupling capacitor and the carrier frequency connection to the carrier terminal, comprising a drain coil, matching transformer, and surge

figures 27 et 28. Le rôle de la bobine de drainage, qui est conçue pour présenter une faible impédance à la fréquence du réseau et une grande impédance aux fréquences porteuses, est d'écouler à la terre le courant à la fréquence du réseau qui traverse le condensateur de couplage et par conséquent de limiter le potentiel de la borne basse tension de celui-ci dans l'intérêt de la sécurité. Le condensateur de couplage, qui a des propriétés de tenue en tension appropriées, est placé entre le groupe de couplage et le conducteur à haute tension; il a en général une valeur de l'ordre de 2000 à 4000 pF. Des valeurs allant jusqu'à 10 000 pF ou plus peuvent être utilisées si le condensateur de couplage est un transformateur de tension pour la mesure de la tension de la ligne, ou si une large bande pour les courants porteurs est nécessaire ou si des fréquences basses ou des câbles sont impliqués. Les performances demandées aux condensateurs de couplage sont données dans la recommandation C.E.I. N° 358. Le groupe de couplage est conçu pour adapter l'impédance de la ligne à celle de l'équipement à courants porteurs dans une bande de fréquence donnée. On prend pour valeur de l'impédance de la ligne pour calculer le système de couplage environ 400 Ω pour un couplage phase-terre et 600 Ω pour un couplage interphase, pour des conducteurs de phase formés d'un seul câble.

Dans le cas de conducteurs en faisceaux, les valeurs précédentes deviennent respectivement 300 Ω et 500 Ω .

Les performances demandées aux groupes de couplage sont données dans la recommandation C.E.I. N° 481.

4.2.2.2. *Circuits-bouchons*

Un dispositif connu sous le nom de « circuit-bouchon » est placé en série dans la ligne d'énergie entre le point de raccordement du condensateur de couplage et le poste électrique, comme le montrent les figures 27 et 28. Un circuit-bouchon est essentiellement constitué d'une inductance conçue pour écouler le courant nominal permanent et le courant nominal de courte durée de la ligne. Il est par conséquent conçu et fabriqué pour supporter les effets des courts-circuits extérieurs dans les conditions de service. On trouve des circuits-bouchons dont l'inductance va de 0,1 mH à 2 mH. Les valeurs les plus grandes sont employées quand on a besoin d'un couplage à large bande. Les circuits-bouchons à forte inductance (entre 1 et 2 mH) peuvent être utilisés avec ou sans dispositif d'accord, tandis que ceux à faible inductance (0,1 à 1 mH) sont accordés afin de se présenter comme des circuits accordés parallèles.

L'appareillage haute tension (transformateurs, jeux de barres, lignes, etc.) représente une impédance située au-delà du circuit-bouchon, entre la ligne et la terre. Cette impédance, en série avec celle du circuit-bouchon, forme une dérivation pour les signaux à courants porteurs. L'affaiblissement du signal dû à cette dérivation dépend de la somme vectorielle des deux impédances qui la constituent. Dans le cas le plus défavorable, les parties réactives des deux impédances peuvent se compenser et réduire ainsi l'impédance totale qui se trouve en parallèle à une valeur inacceptablement basse. Afin d'éliminer cette possibilité ainsi que celle de voir les effets de mise en parallèle varier avec les manœuvres haute tension dans le poste, les dispositifs d'accord des circuits-bouchons doivent comporter un élément résistif. Ces dispositifs d'accord, utilisés pour améliorer l'efficacité du blocage des circuits-bouchons, peuvent être de différents types. Ceux à bande étroite assurent une grande impédance de blocage pour un canal seulement de la gamme des fréquences porteuses; ceux à double bande présentent une grande impédance de blocage pour deux canaux non adjacents et ceux à large bande permettent d'exploiter plusieurs canaux en conservant la valeur de l'impédance de blocage dans les limites prescrites. La conception du dispositif d'accord tient compte de la valeur de l'inductance apparente aux fréquences porteuses. Cette dernière peut être différente de la valeur en basse fréquence à cause de l'effet des capacités parasites de la bobine principale. Les spécifications des circuits-bouchons sont données dans la recommandation C.E.I. N° 353 (1971).

arresters. The connections are typically as shown in Fig. 27 and 28. The function of the drain coil, which is designed to offer a low impedance at power frequency and a high impedance at carrier frequencies, is to provide a path to earth for the power frequency current through the capacitor and so to limit the potential of the capacitor terminal at the point of connection to the carrier equipment in the interests of safety. The coupling capacitor, of suitable voltage withstand properties, inserted between the coupling device and the high voltage conductor, usually has a value of the order of 2000 to 4000 pF. Other values up to 10 000 pF or higher may be found where the coupling capacitor forms part of a voltage transformer for line voltage measurement, or when broad carrier bandwidth is required, or where low frequencies or cables are involved. The requirements for the capacitor are specified in IEC Recommendation No. 358. The coupling filter is designed to adapt the line impedance to the carrier equipment impedance within a frequency band. The value of the line impedance to be assumed for designing the coupling system is, in the case of simple conductors, about 400 ohms for phase-to-earth coupling and about 600 ohms for phase-to-phase coupling.

If the phase conductors are bundled the previous values become 300 ohms and 500 ohms respectively.

The requirements for coupling devices are specified in the IEC Recommendation No. 481.

4.2.2.2 Line traps

A device known as a 'line trap' (or 'wave trap') is connected in series with the power line between the point of connection of the coupling capacitor and the substation as shown in Fig. 27 and 28. Basically the line trap consists of a choke coil, designed to carry the rated continuous current and the rated short-time current of the line. It is thus designed and constructed to withstand the effects of external short-circuits under service conditions. Line traps are available in a range of inductances from 0.1 mH to 2 mH. The larger values are employed where broadband coupling is required. High inductance line traps (say 1 to 2 mH) can be used with or without tuning devices while the lower value ones (0.1 to 1 mH) are tuned so as to produce a parallel tuned circuit.

Various power system elements such as transformers, busbars, lines etc represent an impedance connected beyond the line trap, between line and earth. This impedance, in series with the impedance of a line trap, constitutes a shunt across the carrier-frequency signal path. The loss in signal power resulting from this shunt depends upon the vectorial sum of the two constituent impedances. In the most unfavourable case, the reactive components of the two impedances may neutralise each other and thus reduce the total shunt impedance to an unacceptably low value. In order to eliminate this possibility, and the further possibility of varying shunting effects arising out of changes in the network configuration due to system switching, the tuning devices of line traps may include a resistive element. The tuning devices, used to improve the blocking efficiency of line traps, may be of different types. The narrow band type assures high blocking impedance limited to one carrier frequency channel; the 'double band' type presents a blocking impedance for two non-adjacent carrier frequency channels, and the broad band type permit the use of several carrier channels still retaining the blocking impedance within the limits. The design of the tuning device takes into account the apparent inductance value present at

4.2.2.3. *Circuit de raccordement*

Un circuit de raccordement est placé entre les bornes secondaires du groupe de couplage et l'équipement à courants porteurs. Ce raccordement peut être effectué soit à l'aide d'un câble symétrique soit à l'aide d'un câble coaxial selon l'impédance de l'équipement à courants porteurs. Les valeurs courantes de l'impédance du câble sont 150Ω (câble symétrique) et 52 ou 75Ω (câble coaxial).

Les circuits de raccordement présentent couramment un affaiblissement de 1 à 5 dB/km dans la gamme des fréquences de 30 à 500 kHz. La tenue en tension du circuit de raccordement est choisie pour satisfaire aux performances et à la conception du groupe de couplage et de l'équipement C.P.L.

Les règles de sécurité et les précautions d'emploi sont traitées dans les paragraphes 4.6.2. et 4.6.3. tandis que l'étude du choix du câble (symétrique ou coaxial) est examinée dans le paragraphe 4.6.2. (CE 57 de la C.E.I.).

4.2.2.4. *Affaiblissement d'adaptation, affaiblissement supplémentaire et variations d'affaiblissement dues aux manœuvres haute tension*

(a) *Affaiblissement d'adaptation*

Le dispositif de couplage a pour but d'injecter les signaux à courants porteurs sur la ligne d'énergie sans affaiblissement excessif. L'étude tient compte de l'impédance de ligne à laquelle se réfèrent les impédances de l'équipement à courants porteurs et du groupe de couplage. Les valeurs de l'impédance de ligne utilisées à cet effet sont des valeurs moyennes valables pour la totalité de la bande de fréquence et pour toutes les terminaisons possibles des phases non couplées. Par conséquent, l'écart par rapport à cette valeur moyenne et la désadaptation rencontrée peuvent être considérables mais, en dépit de cette approximation, il n'en résulte qu'une augmentation de quelques dixièmes de dB sur l'affaiblissement global. Par contre la désadaptation a une grande importance en tant que cause d'intermodulation et d'émissions parasites pour l'amplificateur de puissance de l'émetteur de l'équipement C.P.L. Etant donné en outre que l'équipement C.P.L. et le couplage sont destinés à fonctionner dans une certaine bande de fréquence, il y a une limite à la valeur maximale de l'affaiblissement d'adaptation tolérable permettant de satisfaire aux performances requises d'intermodulation.

Pour les équipements C.P.L., la recommandation C.E.I. N° 495 (C.E.I., 1974 a) spécifie un affaiblissement d'adaptation supérieur à 10 dB rapporté à la valeur nominale de l'impédance aux fréquences porteuses.

Pour les groupes de couplage, la recommandation C.E.I. N° 481 (C.E.I., 1974 b) fait mention d'un affaiblissement d'adaptation supérieur à 12 dB, rapporté aux valeurs nominales des impédances côté ligne et côté équipement: mais en pratique, il est difficile d'obtenir cette valeur.

Outre les valeurs requises pour l'affaiblissement d'adaptation, il est également nécessaire de limiter l'affaiblissement global du couplage lui-même. D'après la recommandation C.E.I. sur les circuits-bouchons, l'affaiblissement de mise en dérivation et l'affaiblissement de mise en dérivation nominal ne doivent pas dépasser de préférence 2,6 dB. Cet affaiblissement correspond, dans le second cas, à une impédance du

the carrier frequency. This may differ from the low frequency value due to the effect of the stray capacitances of the main coil. Line trap specifications are laid down in IEC Recommendation No. 353 (IEC, 1971).

4.2.2.3 Connecting cable

A connecting cable is inserted between the secondary terminals of the coupling device and the carrier terminal. This connection may be realised either with balanced or with unbalanced (coaxial) cable depending on the impedance of the carrier terminal equipment. The impedance of the cable will usually be 150 ohms (balanced), or 52 or 75 ohms (unbalanced).

Typical attenuation figures for carrier frequency connecting cables are 1 to 5 dB/km in the frequency range from 30 to 500 kHz. The withstand voltage of the connecting cable is chosen to comply with the requirement and the design of both the coupling device and the p.l.c. terminal.

Safety procedures and precautions for operation are dealt with in Sections 4.6.2 and 4.6.3 while considerations about the choice of balanced or coaxial cable are covered in Section 4.6.2 (IEC TC57).

4.2.2.4 Mismatch losses, additional losses and loss variations due to switching

(a) Mismatch losses

The coupling arrangement is intended to inject the carrier frequency signal into the power line without undue losses. The design takes account of the line impedance to which the terminal equipment impedance and coupling device impedances are referred. The line impedance figures used for these purposes are mean values calculated over the entire frequency range and over all the possible terminations of the uncoupled phases. Therefore the deviation from mean values and the related mismatch may be considerable but, in spite of this approximation, an increase results of only some tenths of a dB in the overall loss. On the contrary the mismatch has a great importance as a cause of intermodulation and spurious emissions from the transmitter final amplifier within the p.l.c. equipment. Moreover, as the p.l.c. terminal and the coupling are called to operate in a certain band of frequencies there is therefore some limitation to the maximum tolerable mismatch losses whilst meeting the intermodulation requirements.

For p.l.c. terminals IEC Recommendation 495 (IEC, 1974a) specifies a return loss greater than 10 dB referred to the nominal value of the carrier frequency impedance.

For Coupling Devices, IEC Recommendation 481 (IEC, 1974b) mentions for line side and equipment side impedances a return loss greater than 12 dB referred to the nominal values, but in practice this figure may be difficult to achieve.

In addition to the requirements for mismatch losses it is also necessary to limit the overall loss of the coupling itself. From the IEC Recommendation on line traps both the tapping loss and rated tapping loss should preferably not exceed 2.6 dB. This loss corresponds, in the second case, to a line trap impedance 1.41 times the characteristic

circuit-bouchon égale à 1,41 fois l'impédance caractéristique de la ligne. D'après la publication C.E.I. N° 481 sur les groupes de couplage pour systèmes C.P.L., l'affaiblissement composite apporté par le quadripôle composé par le groupe de couplage et le(s) condensateur(s) de couplage associé(s) ne doit pas dépasser 2 dB dans toute la largeur de bande disponible. En général, l'affaiblissement de couplage, y compris les pertes diélectriques dans le condensateur de couplage, est inférieur à 1,5 dB.

(b) *Affaiblissement supplémentaire*

Si un certain nombre d'équipements C.P.L. sont connectés en parallèle à un même dispositif de couplage, il existe un affaiblissement de couplage supplémentaire de 0,5 à 1 dB; il convient d'en tenir compte pour effectuer le calcul de l'affaiblissement global de la liaison.

(c) *Variations de l'affaiblissement dues aux manœuvres haute tension*

Étant donné que les dispositifs de couplage sont en général réalisés pour adapter l'équipement C.P.L. à une ligne en exploitation, il peut y avoir une certaine désadaptation si la ligne support de la liaison C.P.L. est ouverte ou mise à la terre. À cet égard, le comportement du couplage phase-terre est différent de celui du couplage inter-phase; ce dernier est moins influencé par les manœuvres haute tension et il présente par conséquent des variations d'affaiblissement moindres dans ce cas.

L'expérience tirée de différents couplages phase-terre sur de nombreuses lignes montre qu'il existe en général une variation maximale d'environ ± 5 dB pour toutes les combinaisons possibles de fermeture de la ligne (connectée au jeu de barres, ouverte, mise à la terre) par rapport aux conditions normales d'exploitation. Pour un couplage phase-terre donné, la différence maximale entre les meilleures et les plus mauvaises conditions est rarement supérieure à 7 dB quoiqu'il puisse être observé des variations de 10 dB en comparant différentes lignes.

4.2.2.5. *Affaiblissement dans les ponts H.F.*

Étant donné qu'un pont H.F. est réalisé à l'aide de deux dispositifs de couplage (un par départ) reliés par un câble de raccordement, il faut tenir compte, pour calculer son affaiblissement de deux fois celui d'un dispositif de couplage complet plus celui du câble de raccordement.

Pourvu que la partie du signal qui passe à travers le poste via les phases non bouchonnées et les fuites à travers les phases bouchonnées soit affaiblie d'au moins 10 à 20 dB, son interaction avec le signal utile est insignifiante. En pratique, le signal parasite qui traverse le poste peut perturber le signal utile à cause des déphasages différents dus aux chemins différents. Normalement, l'affaiblissement dans le poste du signal parasite est supérieur dans le cas du couplage inter-phase et il dépend de la fréquence. Si l'affaiblissement minimal nécessaire n'est pas atteint à cause d'une configuration haute tension particulière, l'une des mesures qui peut être prise consiste à augmenter la capacité par rapport à la terre du jeu de barres.

Une autre mesure consiste à croiser les connexions du câble à l'entrée du groupe de couplage pour obtenir la somme et non pas la différence du signal utile et du signal parasite; on obtient ainsi l'affaiblissement minimal. On donne des chiffres expérimentaux d'affaiblissement de postes dans le paragraphe 4.5.2.

impedance of a line. From the IEC Publication 481 on Coupling Devices for p.l.c. systems the composite loss brought about by the quadripole made up of the coupling device and associated coupling capacitor (s) shall not be greater than 2 dB over the whole of the available bandwidth. Generally, the coupling loss including dielectric losses in the coupling capacitor may be expected to be less than 1.5 dB.

(b) Additional losses

Where a number of p.l.c. sets are connected in parallel to a common coupling equipment, there is an additional coupling loss of 0.5 to 1 dB; due allowance for this should be made when carrying out the overall loss calculations on the link.

(c) Loss variations due to power system switching

As arrangements are generally made to match the p.l.c. terminal to the line with the latter in operation, mismatch can occur if the line supporting the p.l.c. link has its switches opened or is connected to ground. In this respect the behaviour of phase-to-ground or phase-to-phase coupling is not the same: the latter is less influenced by switching and therefore presents lower loss variations due to this cause.

From experience it is found that for different phase-to-ground couplings on many lines, over the range of conditions and making all possible combinations of line terminations (i.e. connected to busses, open, connected to ground), a maximum variation of about ± 5 dB may commonly occur in respect of the normal operating condition. If one regards a specific phase-to-ground coupling, the maximum difference from the best to the worst condition is not often greater than 7 dB, in spite of the 10 dB range one observes when comparing different lines.

4.2.2.5 Bypass losses

As a bypass is realised with two coupling arrangements (one for each of the incoming lines) inter-connected by a cable, one must take into account, in calculating the bypass losses, twice the loss of a complete coupling arrangement plus that of the connecting cable.

Providing that the signal bypassing the substation via the untrapped phases and the leakage through the trapped ones is attenuated by at least 10 to 20 dB interaction with the wanted signal will be insignificant. In practice the spurious signal, bypassing the substation in such a way, may cause interference with the wanted signal owing to the different phase relationships between the intentionally coupled and spurious signal paths. Normally, the substation attenuation on these spurious signals is higher for phase-to-phase couplings and is dependent on the frequency. If the minimum loss cannot be achieved owing to some particular switching condition, a measure that can be taken is to increase the capacitance to earth of the busbars.

Another measure is to reverse the connections of the cable at the terminals of the coupling device in order to obtain the sum and not the difference of the wanted and spurious signals, thereby achieving the minimum attenuation. Figures for practical substation attenuation are shown in Section 4.5.2.

Dans des conditions normales d'exploitation, on obtient pour un pont H.F. un affaiblissement de 3 à 5 dB en général (voir paragraphes 4.2.2.4. et 4.2.2.3.).

4.2.3. *Bruit et perturbations*

Une distinction fondamentale doit être faite entre les types de bruit. Le bruit dû à l'effet de couronne se distribue uniformément le long de la ligne, tandis que le bruit impulsif a une source bien localisée. À cause de ces origines différentes, le bruit dû à l'effet de couronne ne subit pas d'affaiblissement puisqu'il est en général, pour une fréquence donnée, réparti tout le long de la ligne, tandis qu'au contraire le bruit impulsif est sujet à l'affaiblissement puisque les sources sont localisées. Le bruit dû à l'effet de couronne n'est pas cohérent entre les différentes phases puisqu'il a une répartition aléatoire (Gaussienne), si bien que le couplage inter-phase n'apporte pas d'affaiblissement de la perturbation reçue par rapport au couplage phase-terre.

Pour le couplage inter-phase, il existe deux sources aléatoires et on pourrait s'attendre à un niveau de bruit deux fois plus élevé sur la sortie basse impédance du groupe de couplage. Il n'en est rien du fait de l'augmentation d'impédance. Pratiquement, le niveau de bruit à la sortie d'un groupe de couplage est le même quel que soit le couplage utilisé (inter-phase ou phase-terre) pour les mêmes largeurs de bande et fréquence centrale. Au contraire, le bruit impulsif, s'il est produit par une source unique, se propage de façon cohérente sur les phases, si bien qu'on peut s'attendre à un certain avantage du couplage inter-phase sur le couplage phase-terre du fait de l'annulation mutuelle dans les enroulements primaires des deux ensembles de couplage. Cependant, cet avantage n'est pas toujours obtenu à cause de la dyssymétrie entre les circuits, des couplages inductifs et de la diversité des sources de bruit impulsif.

Le bruit dans les systèmes C.P.L. est essentiellement dû au fonctionnement du réseau de transport d'énergie. On peut distinguer deux types de bruit :

- (a) des tensions de caractère permanent, à allure de bruit blanc (bruit aléatoire), engendrées par des décharges irrégulières le long des isolateurs et des conducteurs (aigrettes, effet de couronne), généralement appelées « bruit dû à l'effet de couronne »;
- (b) des pointes brèves et des rafales de grande amplitude engendrées par le fonctionnement des sectionneurs et des disjoncteurs, les courts-circuits, les amorçages et les décharges atmosphériques, généralement appelées « bruit impulsif ».

Le niveau de bruit blanc d'agitation thermique n'est généralement pas significatif si on le compare à celui du bruit dû à l'effet de couronne.

Dans les réseaux de transport d'énergie en courant continu, outre les bruits dus à l'effet de couronne et impulsif, il faut également tenir compte du bruit engendré par les redresseurs et les convertisseurs.

Des perturbations peuvent être dues à des liaisons C.P.L. utilisant les mêmes fréquences sur d'autres lignes du réseau d'énergie ou utilisant des fréquences voisines sur la même ligne. Elles peuvent être évitées par une répartition judicieuse des fréquences pourvu que les équipements C.P.L. soient conformes aux recommandations C.E.I. et aux publications CIGRÉ.

Des perturbations dues à des sources extérieures, telles que la radiodiffusion et des systèmes radio, sont également possibles. Elles peuvent être minimisées par un choix judicieux des fréquences.

In normal operating conditions, therefore, we have in each bypass a typical loss of 3 to 5 dB (see Sections 4.2.2.4 and 4.2.2.3).

4.2.3 Noise and interference

A fundamental consideration applies to the two types of interference previously illustrated. Corona noise is uniformly distributed along the line, impulse noise has a well localised source. Owing to the difference in sources, corona noise at a given frequency is generally distributed all over the line and does not suffer from attenuation loss while on the contrary impulse interference sources are localised and are subject to attenuation from the source. Corona noise on different phases is non-coherent having a random (Gaussian) origin and so phase-to-phase coupling does not introduce attenuation of the received disturbance compared with phase-to-earth coupling.

In phase-to-phase coupling we have two random sources, and one might expect twice the noise level on the low impedance output of the coupling device. This is not true owing to the increase of the impedance. In practice the noise level at the output of a coupling device is the same for equal bandwidth and frequency (regardless of the coupling used phase-to-phase or phase-to-ground). On the contrary, impulse noise, if generated by a unique source, propagates coherently on the phases and so a certain advantage could be expected in a phase-to-phase compared to a phase-to-earth coupling due to the cancellation effects in the two primary windings of the two phase couplings. However, this advantage is not always achieved owing to non-symmetry of the phase circuits, inductive couplings and diversity of the impulse noise sources.

Noise in p.l.c. systems is mainly caused by the power system operation. Two types of noise can be distinguished:

- (a) sustained white-noise-like voltage (random noise) caused by irregular discharges across insulators and conductors (brush discharges, corona), usually called 'corona noise'.
- (b) short spikes and bursts of high amplitude caused by operation of isolators and breakers, short circuits, flashovers and by atmospheric discharges, usually called 'impulsive noise'.

White, thermal or resistance noise is normally insignificant when compared with the corona noise level.

In HVDC systems, apart from corona and impulsive noise, noise caused by the rectifiers and inverters has also to be taken into account.

Interference may be caused by other p.l.c. links working on the same frequency in other parts of the HV network, or working on neighbouring frequencies on the same line. It can be avoided by careful frequency planning providing that the p.l.c. equipment corresponds to CIGRE and IEC publications.

Interference is also possible from external sources such as broadcasting and RF communication systems. This can be minimised by careful frequency and system planning.

4.2.3.1. Bruit dû à l'effet de couronne

Le bruit dû à l'effet de couronne est le résultat d'un grand nombre de décharges partielles indépendantes le long des conducteurs et des accessoires de ligne des réseaux à haute tension travaillant à 100 kV et plus. Il se manifeste dans toute la gamme des fréquences des courants porteurs jusqu'à 500 kHz avec une légère décroissance lorsque la fréquence augmente; celle-ci est due essentiellement à l'augmentation de l'affaiblissement en ligne qui affecte plus les fréquences les plus élevées des composantes du bruit dû à l'effet de couronne venant de loin et au spectre de l'énergie contenue dans les décharges individuelles de l'effet de couronne. Étant donné que le bruit dû à l'effet de couronne est principalement engendré par les alternances positives, il est modulé à la fréquence du réseau et, comme chaque phase participe à sa génération, son amplitude montre une modulation à 150 Hz pour un réseau triphasé 50 Hz.

Comme le bruit dû à l'effet de couronne a un caractère gaussien dans une bande de fréquence étroite, il peut être mesuré avec un voltmètre efficace et les valeurs obtenues peuvent être étendues à d'autres largeurs de bande proportionnellement à la racine carrée de ces dernières.

L'aspect des décharges de l'effet de couronne dépend du gradient du champ électrique à la surface des conducteurs et il est fortement influencé par l'état de surface. La pollution, l'humidité, les fortes pluies et la neige épaisse donnent des niveaux de bruit dû à l'effet de couronne élevés. La graisse et la pollution sur des conducteurs neufs donnent lieu à des augmentations du niveau de bruit du même ordre que les fortes pluies sur des conducteurs propres. Il faut compter environ six mois pour que les conducteurs neufs soient vieilliss. La différence, pour un même conducteur de surface propre, entre les niveaux de bruit dû à l'effet de couronne par temps sec et par forte pluie peut être d'environ 15 à 20 dB (« 400 kV Forschungsgemeinschaft », 1960).

Les lignes à haute tension sont conçues pour avoir des gradients de surface modérés pour réduire le bruit dû à l'effet de couronne. Les valeurs usuelles sont de 15 à 18 kV/cm efficaces. Le gradient dépend de la tension et de la structure de la ligne, particulièrement du diamètre du conducteur. Pour les tensions les plus élevées, en particulier au-delà de 220 kV, on utilise des faisceaux de conducteurs dont le diamètre apparent dépend du diamètre des conducteurs unitaires et de leur écartement mutuel (CIGRÉ, 1975). Une variation de 10 % du gradient dans la plage indiquée ci-dessus donne une variation d'environ 6 dB du niveau de bruit dû à l'effet de couronne. Des niveaux globaux de la puissance de bruit, tels que mesurés couramment en valeur efficace au point de couplage à la ligne haute tension sont donnés dans le tableau 2 ci-après (Alsleben, 1962).

Tableau 2

*Niveaux courants de puissance de bruit dû à l'effet de couronne
rapportés à une largeur de bande de 4 kHz
pour différentes tensions des réseaux*

Tension du réseau	Valeur efficace du niveau de bruit dû à l'effet de couronne
110 kV	- 35 dBm
220 kV	- 20 dBm
400 kV - 765 kV	0 à - 10 dBm

4.2.3.1 Corona noise

Corona noise is the result of a multitude of independent partial discharges along the conductors and other parts of high voltage networks carrying 100 kV and more. It is present in the whole p.l.c. frequency range up to 500 kHz, with a slight decrease as the frequency increases, caused mainly by the increasing attenuation of the line, which affects the higher frequency components of the corona noise coming from a greater distance more than the lower frequency components, and caused also by the energy spectrum of the individual corona discharges. As corona noise prevailingly originates from the positive pole it is modulated by the main voltage and, as each phase contributes to the noise, its amplitude in three-phase 50 Hz systems shows a modulation with a 150 Hz component.

According to the Gaussian noise character in narrow frequency bands, corona noise can be measured with an r.m.s. voltmeter and the measured values can be converted to other bandwidths in proportion to the square root of the bandwidth.

The appearance of corona discharges depends on the surface gradient of the electric field on the conductors but is highly influenced by the condition of the surface. Pollution, humidity, heavy rain, and wet snow produce high corona levels. Grease and pollution on new conductors give rise to noise levels of the same order as heavy rain on clean conductors. It takes about six months before the new conductors become aged. The difference in corona noise levels of the same conductor, having a clean surface, between dry weather and heavy rain can be about 15 to 20 dB ("400 kV Forschungsgemeinschaft", 1960).

To reduce corona losses, high voltage lines are designed for moderate surface gradients. Usual r.m.s. values are 15 to 18 kV/cm. The gradient depends upon the voltage and the construction of the line, and especially the diameter of the conductor. At higher voltages, particularly above 220 kV, bundled conductors are used, their effective diameter depending on the diameter of the single conductors and their distance from each other (CIGRE, 1975). A gradient alteration of 10% in the above range gives an alteration in corona noise level of about 6 dB. Typical overall r.m.s. noise power levels referred to the coupling point of the high voltage line itself are shown in the following Table 2 (Alsleben, 1962).

Table 2
Typical Corona Noise Power Levels Referred
to a 4 kHz Bandwidth for Various System voltages

System voltage	Corona noise level, r.m.s.
110 kV	-35 dBm
220 kV	-20 dBm
400 kV - 765 kV	0 to -10 dBm

Ces chiffres sont valables dans des conditions atmosphériques défavorables, pour des lignes et des postes situés à une altitude allant jusqu'à quelques centaines de mètres au-dessus du niveau de la mer. Ils sont applicables pour les couplages phase-terre et inter-phase. Des variations importantes sont possibles en fonction de la structure de la ligne, des conditions atmosphériques et de la pollution. Les valeurs indiquées pour les tensions 400 et 765 kV s'appliquent aux lignes équipées de faisceaux de conducteurs tandis que les autres s'appliquent aux conducteurs formés d'un seul câble. Elles peuvent être plus faibles avec des faisceaux de conducteurs, ce qui correspond à des gradients de surface plus faibles pour ce type de conducteur.

L'effet de couronne dépend de la densité de l'air. Si les postes et les lignes sont situés à une altitude de 2000 m, les mesures indiquent une augmentation d'environ 6 dB, toutes choses égales par ailleurs à une altitude de 4000 m, l'augmentation est d'environ 14 dB.

Du fait de l'origine du bruit dû à l'effet de couronne, on s'attend pour les systèmes C.P.L. entre conducteurs d'un faisceau à des niveaux du même ordre de grandeur que pour les couplages phase-terre et inter-phase, pour une même ligne (Lautensach, Martin, Nocker et Schumm, 1978). Il n'y a jusqu'à présent que peu de résultats expérimentaux disponibles pour ce cas particulier.

4.2.3.2. *Bruit dû aux sectionneurs, aux disjoncteurs, aux arcs (bruit impulsif)*

Ce type de bruit est engendré par l'ouverture ou la fermeture des disjoncteurs et des sectionneurs, par l'amorçage ou la suppression des défauts ou par les décharges atmosphériques. Ces phénomènes produisent sur les lignes d'énergie des ondes progressives et des transitoires ayant des amplitudes de l'ordre de grandeur de la tension d'exploitation et des temps de montée très courts, de une à quelques microsecondes. Ces tensions de type impulsif se retrouvent sur les groupes de couplage des systèmes C.P.L., et au-delà atteignent les émetteurs-récepteurs C.P.L. (Alsleben et Schumm, 1967 a). Contrairement au bruit dû à l'effet de couronne, sauf en ce qui concerne les caractéristiques de propagation, ces tensions ne sont pas affectées par les groupes de couplage. Les tensions de type impulsif de forte valeur de la ligne sont limitées à 2 kV environ par des parafoudres rapides. En outre, les tensions à caractère impulsif peuvent être encore limitées à quelques centaines de volts selon la tension d'amorçage des parafoudres à gaz placés côté équipement des groupes de couplage ou à l'entrée des émetteurs récepteurs eux-mêmes. Les caractéristiques de durée et en amplitude de ces tensions perturbatrices côté équipement C.P.L. des groupes de couplage dépendent de la nature du défaut, de la distance entre la source de perturbation et le point de mesure, du nombre et du type de postes intermédiaires, de la longueur des jeux de barres et des sections de ligne ouverte. Les parafoudres ont aussi une influence importante sur l'amplitude des tensions perturbatrices.

Ce que ces tensions perturbatrices ont en commun est leur caractéristique impulsive, les impulsions individuelles durant seulement quelques microsecondes. Il en résulte un bruit à large spectre couvrant toute la gamme des fréquences C.P.L. Cependant, le temps séparant les impulsions, leurs amplitudes et la durée totale du processus au niveau de la source peuvent varier. Les filtres d'entrée des équipements émetteurs-récepteurs C.P.L. affectent la forme et l'amplitude des impulsions selon leurs caractéristiques. Une impulsion courte à l'entrée du filtre se trouve prolongée à sa sortie d'une quantité approximativement inversement proportionnelle à la largeur de la bande.

L'amplitude d'une impulsion à l'entrée du filtre est fonction de la partie du spectre de l'impulsion qui coïncide avec la bande passante du filtre. Proportionnellement à l'allongement de l'impulsion, son amplitude

These figures are valid for adverse atmospheric conditions, the line and station being assumed to be at an altitude of up to several hundred metres above sea level. They apply both for phase-earth and inter-phase coupling. Considerable variations are possible due to differences in construction, atmospheric conditions and pollution. The values given for 400 and 765 kV apply to lines with multiwire bundle conductors, while the others apply to single-wire conductors. With bundled conductors they may be lower, corresponding to the lower surface gradients of these conductors.

Inception of the corona depends on the density of the air. If the station and the line are at an altitude of 2000 m an increase of about 6 dB and at 4000 m an increase by about 14 dB have been determined from measurements, other conditions remaining equal.

Due to its origin corona noise in intrabundle p.l.c. systems is expected to be of the same order of magnitude as in systems with phase-to-earth or phase-to-phase coupling, assuming the same line (Lautensach, Martin, Nocker and Schumm, 1978). At present there is not much practical experience available in this special case.

4.2.3.2 Noise due to isolators, switch gear, arcs (impulsive noise)

This type of noise is caused by the opening or closing of breakers and isolators, and by the ignition or clearing of fault arcs or by atmospheric discharges. These processes and phenomena produce travelling waves and transients on power lines with amplitudes of the order of the line operating voltage and having very short rise times of between one and several microseconds. These impulse type voltages affect the coupling devices of the p.l.c. systems, which influence the impulse voltages reaching the p.l.c. terminals (Alsleben and Schumm, 1967a). Unlike corona noise, apart from the transmission characteristics, these are not affected by the coupling devices. The high impulse voltages of the line are limited to about 2 kV by quick-acting arresters (spark gaps). In addition, the impulse voltages can be further limited by gas-filled arresters, connected across the equipment side of the coupling device or at the input of the p.l.c. terminal, to a few hundred volts, dependent on the threshold-voltage of the arresters. The time and amplitude characteristics of these noise voltages at the p.l.c. termination of the coupling filter depend on the nature of the fault, the distance between the point of origin and point of measurement, the number and type of intermediate stations, and the length of the open lines and bus bars. The arresters, too, have a decisive influence on the magnitude of the noise voltages.

What these noise voltages have in common is their impulse characteristic, the separate pulses lasting only micro-seconds. The result is a wide noise spectrum within the total p.l.c. transmission range. However, the spacing of the pulses, their amplitude and the total duration of the originating processes may vary. The input filters of the p.l.c. transmission terminals affect the shape and amplitude of the pulses according to their transient characteristics. The short pulse at the input of the filter appears prolonged at its output by an amount corresponding approximately to the reciprocal value of the bandwidth.

The amplitude of the pulse at the filter input is a function of that frequency portion of the pulse which coincides with the passband range

diminue avec la largeur de bande. Des impulsions consécutives sont traitées comme des impulsions individuelles pourvu qu'elles apparaissent comme telles à la sortie du filtre. Cependant, si une suite d'impulsions individuelles peu espacées a lieu, celles-ci vont se mélanger à la sortie du filtre et vont produire une tension de sortie variable peu différente du bruit blanc et dont la valeur efficace augmente comme la racine carrée du nombre d'impulsions par unité de temps. Ce mélange des impulsions commence lorsque le nombre d'impulsions par seconde correspond à la largeur de bande du filtre.

La mesure des tensions de type impulsif à l'aide d'un appareil de mesure efficace, comme on le fait pour la mesure de l'effet de couronne, ne donne pas de résultats utilisables à cause des grandes différences dans la forme, dans l'espacement et dans le nombre ou la durée des diverses impulsions et même de l'effet de la même impulsion en différents endroits. De même, la pondération du bruit de type impulsif préconisée par le CISPR n'est pas adéquate parce qu'elle s'applique à l'impression subjective donnée par le bruit impulsif sur la transmission de la parole et de la musique, tandis que dans notre cas le bruit impulsif est intéressant pour la transmission de signaux, particulièrement la transmission de signaux de protection.

Les indications données dans le tableau 3 sur différents types de bruit impulsif (Alsleben et Schumm, 1967 a) ont été mesurées dans une largeur de bande de 4 kHz. Les résultats donnent les valeurs maximales pour les tensions à caractère impulsif d'une tension sinusoïdale équivalente de même amplitude et ils se réfèrent en dB par rapport à 775 mV et non pas en dBm. On indique en outre la densité des impulsions et les durées. Ces valeurs ont été obtenues par des mesures sur différentes lignes de plusieurs compagnies d'électricité (Schumm, 1959; Stimmer 1960).

Il convient de faire les remarques suivantes à propos de ce tableau : les sectionneurs permettant de connecter ou de déconnecter des jeux de barres ou des lignes courtes produisent les tensions impulsives les plus élevées à cause des amorçages entre les contacts résultant des grandes différences de potentiel. Le processus de fonctionnement dure environ 0,5 à 1,5 s et même jusqu'à 5 secondes dans certains cas. Pour un système triphasé, avec plusieurs amorçages par demi-période, on peut obtenir jusqu'à 900 impulsions par seconde.

L'ouverture ou la fermeture de disjoncteurs sur des lignes sous ou hors tension donnent un bruit résultant de plus faible amplitude et de durée beaucoup plus courte, mais la densité des impulsions est plus grande. La création d'un court-circuit par l'intermédiaire d'un fin conducteur placé entre une phase et la terre et par la fermeture des disjoncteurs produit à peu près la même perturbation que la mise sous tension d'une ligne. L'arc lui-même, une fois établi, produit un bruit d'amplitude au moins cent fois plus petite que celle du bruit créé par la mise sous tension d'une ligne, tandis que la mise hors tension d'une ligne en défaut donne des amplitudes d'environ un dixième de celles obtenues lors de sa mise sous tension.

Les décharges atmosphériques dues à la foudre consistent souvent en un certain nombre de décharges partielles se suivant de manière irrégulière avec des écarts allant de 8 à 400 ms (Wellaver, 1954). Lorsque la foudre atteint la ligne ou frappe dans son voisinage (pylône, câble de garde), les tensions de bruit impulsif ont de grandes amplitudes semblables à celles provoquées par les manœuvres de sectionneurs.

of the filter. Commensurate with the prolongation in time of the pulse, the amplitude is decreased in proportion to the bandwidth. Consecutive pulses are dealt with like individual pulses as long as they appear as such at the output of the filter. However, if there is a sequence of closely spaced individual pulses they will merge at the output of the filter and produce a fluctuating output voltage not unlike white noise, the r.m.s. value of which increases with the square root of the number of the pulses per unit time. This merging of pulses will begin when the number of the pulses per second corresponds to the bandwidth of the filter.

Measurements of the impulse-type noise voltages with an r.m.s. measuring instrument, as used for corona measurements, would not give useful values because of the large differences of form, spacing and number or duration of the different events and even of the same event at different localities. Also, the weighting of pulse type noise introduced by CISPR would not be directly suitable, because it has regard to the subjective impression of impulse noise influencing speech or music transmission, while here the impulsive noise is more of interest for signal and especially protective signal transmission.

The data for different types of impulse noise (Alsleben and Schumm, 1967a) given in Table 3 have therefore been measured in a bandwidth of 4 kHz. The results give the maximum values for impulse voltages of an equivalent sinusoidal voltage of the same amplitude and are specified in dB referred to 775 mV, not in dBm. In addition, pulse densities and durations are given. These values were obtained by measurements on various power lines in cooperation with power companies (Schumm, 1959; Stimmer 1960).

The following should be noted in this connection: isolating switches for connecting or disconnecting busbars or short open line sections produce the highest impulse noise voltages due to sparking between the contacts as a result of the high potential differences. The switching process lasts about 0.5 to 1.5 and up to 5 seconds in some cases. With three phases and several arcs per half cycle, up to 900 pulses may occur in one second.

When power breakers connect or disconnect energized or de-energized lines, the resulting noise has a smaller amplitude and a much smaller duration, but the pulse density is higher. The generation of a short circuit is initiated by inserting a thin wire between one phase and ground with the aid of a power breaker, this causes about the same disturbance as the connection of a line. The arc proper, once burning, produces noise with an amplitude of less than one hundredth of the noise value generated by connecting a line, while the disconnection of the line, shorted by the arc, produces amplitudes of about one tenth the value obtained when connecting the line.

Atmospheric discharges caused by lightning frequently consist of a number of consecutive partial discharges in irregular sequence with a spacing varying between 8 and 400 milliseconds (Wellauer, 1954). When lightning hits the line or strikes in the vicinity of the line (tower, ground wire) the impulse-type noise voltages have high amplitudes, similar to those caused by isolator operation.

Tableau 3

*Bruit impulsif sur les lignes d'énergie (110 kV à 380 kV)
mesuré côté équipement émetteur-récepteur du groupe de couplage
(largeur de bande : 4 kHz; gamme de fréquence : 35 à 500 kHz)
(Alsleben et Schumm, 1967 a)*

	Niveau dBu (1)	Densité des impulsions Impulsions par seconde	Durée ms
Ouverture ou fermeture d'un sectionneur d'aiguillage	+ 26	300-900	500-1500
Ouverture ou fermeture d'un disjoncteur	+ 19	1000-2000	5-20
Fermeture d'un disjoncteur sur un défaut artificiel (amorçage)	+ 19	1000-2000	5-20
Arc établi dans les conditions précédentes	- 22	100-300	-
Suppression de l'arc par ouverture du disjoncteur	+ 4	1000-2000 (2)	5-20
Foudre	+ 26		jusqu'à 1000

(1) niveau = $20 \log U/775 \text{ mV dBu}$ (83)
avec U = valeur efficace en mV d'une tension sinusoïdale de même amplitude que la tension à caractère impulsif, mesurée à travers 150Ω ,

(2) 1 à 40 (en moyenne 2 à 3) décharges partielles séparées de 8 à 400 ms constituent ce type de bruit impulsif.

4.2.3.3. Perturbations dans les réseaux de transport d'énergie en courant continu

Bien qu'il y ait eu jusqu'à maintenant peu d'informations publiées sur le niveau de ces perturbations, on peut affirmer ce qui suit :

Un système de transport d'énergie à courant continu crée différents types de perturbations apparaissant à la fois sur le réseau à courant alternatif et sur le réseau à courant continu.

On peut distinguer les sources de bruit suivantes :

- bruit dû aux harmoniques de la fréquence du courant alternatif;

Table 3

Impulsive Noise of Power Lines (110 kV to 380 kV)
at the CF Equipment Side of the Coupling Equipment
(Bandwidth 4 kHz, Frequency Range 35 to 500 kHz)
(Alsleben and Schumm, 1967a)

	Level (1) dBu	Pulse density pulses per s	Duration ms
Busbar isolating switch, on or off	+26	300-900	500-1500
Line power breaker, on or off	+19	1000-2000	5-20
Artificial ground fault initiated by power breaker (flash-over)	+19	1000-2000	5-20
Burning arc after fault initiation by breaker	-22	100-300	-
Fault clearing by power breaker	+ 4	1000-2000 (2)	5-20
Lightning discharges	+26		up to 1000

$$(1) \text{ Level} = 20 \log \frac{U}{775\text{mV}} \text{ dBu} \quad \dots (83)$$

U = r.m.s. value (mV) of a sinusoidal voltage of equal amplitude as the impulse voltage measured across 150 Ω ,

- (2) 1-40 (average 2-3) partial discharges with a spacing of from 8-400 ms constitute this impulse-type noise.

4.2.3.3 Interference on H.V.D.C. systems

Although there is as yet little published information on the interference levels the following can be stated:

A H.V.D.C. conversion system causes different kinds of interference to appear both on the d.c. and a.c. networks.

These noise sources may be divided into:

- noise due to harmonics of a.c. frequency

- bruit dû à l'effet de couronne sur les conducteurs aériens du réseau à courant continu;
- perturbations dues au fonctionnement des stations de conversion.

En ce qui concerne le système à courant continu, la perturbation qui lui est particulièrement liée est celle qui résulte des décharges qui ont lieu à l'intérieur des valves. Ce type de perturbation est caractérisé par une source placée en un endroit bien défini, à savoir les valves redresseuses. Ce générateur de bruit se trouve placé à l'une des extrémités de la ligne à courant continu et la perturbation se propage le long de celle-ci en suivant les lois classiques de la propagation et de l'affaiblissement des signaux sinusoïdaux; au contraire le bruit dû à l'effet de couronne est créé par des générateurs élémentaires également répartis tout le long de la ligne.

Les perturbations dues aux stations de conversion couvrent toutes les fréquences de la gamme C.P.L. avec des amplitudes variables mais si on les examine dans une bande de 4 kHz, elles peuvent être considérées comme gaussiennes. Les perturbations créées par les stations de conversion sont d'un niveau plus élevé que celles dues à l'effet de couronne.

Quelques expérimentations font penser qu'il y a une certaine cohérence en ce que, si le bruit est mesuré avec un couplage aux deux pôles, on trouve des valeurs plus faibles qu'avec le couplage à un seul pôle correspondant.

Les perturbations sont cohérentes si elles sont examinées et mesurées sur les deux conducteurs des lignes à deux pôles. Si on mesure le bruit avec un couplage inter-phase, on trouve une valeur plus faible qu'avec la mesure correspondante en phase-terre. Les figures 30 et 31 donnent les valeurs des perturbations; on voit que leur amplitude décroît avec la fréquence et que la variation maximale est de 30 dB dans la gamme des C.P.L. Il semble que les perturbations soient légèrement plus élevées à l'extrémité de la ligne où se trouve la station de conversion avec ses valves. La variation des perturbations avec celles de la puissance convertie est de l'ordre de quelques dB d'augmentation pour une augmentation de la puissance de 3 à 4 dB.

Deux types de bruit sont prédominants dans les systèmes de transport d'énergie en courant continu; il s'agit respectivement du bruit dû à l'effet de couronne et du bruit des stations de conversion. Le bruit dû à l'effet de couronne peut être considéré comme un bruit blanc gaussien, semblable au bruit dû à l'effet de couronne sur les lignes de transport d'énergie en courant alternatif, s'il est mesuré dans une largeur de bande relativement étroite à savoir 4 kHz.

Sur ligne à courant alternatif, le niveau de bruit dû à l'effet de couronne tend à augmenter lorsqu'il pleut alors qu'il diminue sur une ligne à courant continu; les raisons de ce phénomène ne sont pas encore expliquées.

Sur une ligne à courant continu, la valeur du champ électrique est sensiblement constante dans le temps. Le bruit dû à l'effet de couronne est par conséquent de ce fait constant. Sur une ligne à courant alternatif, le champ électrique au voisinage des conducteurs varie avec la tension alternative donnant des rafales de décharges pour chaque demi-alternance qui donnent à leur tour naissance à une modulation du bruit sur cette ligne à courant alternatif. Un signal à courant porteur sur une ligne à courant alternatif subira par conséquent ce bruit dû à l'effet de couronne modulé. Cet effet n'a pas lieu sur ligne à courant continu.

L'effet audible du bruit dû à l'effet de couronne sur une liaison C.P.L. sur une ligne à courant continu est par conséquent moindre que sur une liaison C.P.L. sur une ligne à courant alternatif. L'effet réducteur est de l'ordre de quelques dB.

La figure 30 donne des mesures du bruit dû à l'effet de couronne (Bacon, Fiedler, Lindh et Molnar, 1975).

- corona noise due to d.c. aerial conductors
- interference due to the action of the converters.

Considering the d.c. system, the most relevant disturbance is that resulting from the discharges which take place within the converting valves. The characteristic of this type of noise is that its source is well defined in a specific place, i.e. the rectifier inverter valve. This noise generator is placed at one end of the d.c. line and the disturbance propagates on it following the same propagation and attenuation laws typical for sinusoidal signals, while on the contrary corona noise, is produced by elementary generators equally distributed throughout the line length.

The interference due to the converters covers all the frequencies of the p.l.c. range with variable amplitude, but if a band of 4 kHz is examined it can be considered Gaussian. The interference originating from the converters is of higher level than that of corona noise.

Limited experiments suggest some coherence, in that if the noise is measured with a bi-polar coupling, lower values are found than with the corresponding monopole connection.

The interference is coherent if examined and measured on both polar line conductors. If the noise is measured with a phase-to-phase coupling a lower value is found than the corresponding phase-to-earth measurement. The interference has a value as indicated in Fig. 30 and 31, with a decreasing amplitude versus frequency and a maximum variation of about 30 dB in the p.l.c. range. It seems that the interference is slightly higher at the end of the line where the valves are operating as inverters. The variation of the interference with changes of the power being converted is of the order of few dB of increase for an increase of 3 to 4 dB in power.

Two types of noise prevail on a H.V.D.C. system; corona noise and noise from the converters respectively. The corona noise can be looked upon as white Gaussian noise, similar to the corona noise on a.c. power lines when measured in a relatively narrow bandwidth i.e. 4 kHz.

On an a.c. line, the corona noise level will tend to increase in wet weather and on a d.c. line to decrease, although the reason for this phenomenon cannot yet be explained.

On a d.c. line the electric field strength is substantially constant with time. The corona noise is therefore virtually constant. On an a.c. line the electric field surrounding the conductors will change with the alternating voltage, causing bursts of corona discharges for each half wave which in turn give rise to a modulation effect on the noise of the a.c. line. A carrier signal on an a.c. line will therefore suffer from this modulated corona noise. This effect is not present on a d.c. line.

The audible effect of corona noise in a p.l.c. connection on a d.c. line is therefore less than in a p.l.c. connection on an a.c. line. The reduction effect is of the order of a few dB.

The measurable corona noise is indicated in Fig. 30 (Bacon, Fiedler, Lindh and Molnar, 1975).

La source du bruit dans une station de conversion est la tension de déclenchement dans le convertisseur. Cette tension de déclenchement provoque la décharge des capacités connectées en parallèle. Elle crée des oscillations dans les circuits voisins et le bruit résultant se propage sur les autres lignes à travers les jeux de barres.

La source de tension équivalente e_{eq} créée par la station de conversion et mesurée avec un appareil de largeur de bande $\Delta\omega$ peut s'exprimer comme suit :

$$e_{eq} \sim \frac{U_0 \Delta\omega}{\omega \sqrt{1 + (\omega T_0)^2}} \quad (84)$$

avec u_0 : tension de déclenchement

$\Delta\omega$: largeur de bande de mesure

ω : pulsation

T_0 : temps au bout duquel on déclenche

U_0 : est de l'ordre de dizaines de kV

T_0 : est de l'ordre de 1 à 10 μ s

Le bruit créé contient des harmoniques de la fréquence en Hz.

$f = n.p.$ fréquence du réseau

avec $p =$ nombre de phases

$n = 1, 2, 3,$ etc. rang des harmoniques

L'impédance interne du générateur de bruit est complexe. Le niveau de bruit mesuré sur la ligne dépend par conséquent de la structure du poste et des éléments de filtre haute fréquence qui sont normalement mis en place lorsque la ligne est utilisée pour une transmission par C.P.L. Le niveau de bruit dépend également de l'impédance de la ligne.

Sur la figure 30, le bruit de conversion transféré sur la ligne est représenté par une zone hachurée entre les valeurs maximales et minimales. Il s'agit seulement de valeurs données à titre indicatif du bruit obtenu sans éléments de filtre haute fréquence.

La courbe du niveau de bruit mesuré ne donne pas une droite (figure 31). En fonction des résonances propres au poste, on voit apparaître des pointes et des creux.

Des informations complémentaires sur les systèmes C.P.L. dans les réseaux de transport d'énergie à courant continu sont données dans la littérature (Hammarlund, 1968; Picot et Wong, 1972; Annestrand, 1972; Senn, 1972; Hirsch, 1974; Bacon, Fiedler, Lindh et Molnar, 1975; Jarrett et Middleton, 1974; Senn, 1977).

The source of the noise from a convertor station is the voltage breakdown across the convertor. This breakdown brings about a discharge of capacitances connected in parallel. The breakdown generates oscillations in associated circuits and the resulting noise is distributed via the busbars to the other lines.

The equivalent source voltage, e_{eq} , generated across the convertor and measured with an interference meter having a bandwidth $\Delta\omega$, can be expressed as

$$e_{eq} \sim \frac{U_o \Delta\omega}{\omega \sqrt{1 + (\omega T_o)^2}} \quad \dots (84)$$

where U_o is the breakdown voltage

$\Delta\omega$ is the measurement bandwidth

ω is the angular frequency

T_o is the breakdown time

U_o will be in the order of tens of kV

T_o will be in the order of 1 to 10 μ s

The generated noise will contain harmonics of the frequencies in Hz

$f = n \cdot p \cdot \text{power frequency}$

where $p = \text{number of phases}$

$n = 1, 2, 3, \text{ etc.}, \text{ harmonic number}$

The internal impedance of the noise generator is complex. The noise level measured on the line will therefore depend upon the structure of the switchyard and the high-frequency filter components, which are normally installed when the line is used for p.l.c. communications. The noise level also depends upon the line impedance.

In Fig. 30, the convertor noise delivered to the line is indicated by a shaded area between maximum and minimum values. These are only guiding noise values without inserted high frequency filter components.

A measured noise level curve will not give straight lines (Fig.31). Depending on resonances in the switchyard peaks and valleys will occur as shown.

Additional information on p.l.c. in H.V.D.C. systems is given in the literature (Hammarlund, 1968; Picot and Wong, 1972; Annestrand, 1972; Senn, 1972; Hirsch, 1974; Bacon, Fiedler, Lindh and Molnar, 1975; Jarrett and Middleton, 1974; Senn, 1977).

4.2.3.4. *Perturbations dues aux autres systèmes C.P.L.*

Un système C.P.L. peut en principe subir des perturbations venant d'autres émetteurs C.P.L. voisins et éloignés. Les lignes à haute tension forment souvent un réseau maillé si bien qu'une fréquence C.P.L. utilisée sur un tronçon du réseau peut aussi apparaître sur d'autres tronçons avec un niveau suffisant pour créer des perturbations gênantes. Le problème est plus grave pour un réseau interconnecté, mais il peut également se poser pour des réseaux à différents niveaux de tension pour lesquels il existe des couplages dus à des parallélismes de lignes, etc. Cette possibilité de perturbations limite la mesure dans laquelle la même fréquence peut être ré-utilisée sur le réseau. Ces perturbations ont lieu à cause des fuites à travers les circuits-bouchons qui ne donnent jamais un blocage parfait, et à cause des couplages inductif et capacitif avec les conducteurs non munis de circuits-bouchons.

Ce problème, qui est traité en détail au chapitre 4.5.2., peut normalement être évité par un choix judicieux des fréquences; cependant les modifications fréquentes de la structure de la plupart des réseaux d'énergie rendent nécessaire une surveillance constante du plan d'attribution des fréquences choisi.

Des détails sur une méthode logique d'attribution des fréquences sont donnés, à titre d'exemple, dans le mémorandum CIGRÉ sur les courants porteurs sur lignes de transport d'énergie (CIGRÉ, 1974).

4.2.3.5. *Perturbations dues à des sources extérieures au réseau de transport d'énergie*

Des tensions perturbatrices gênantes peuvent atteindre les récepteurs C.P.L. qui captent les signaux d'émetteurs radio ou les coups de foudre (les perturbations dues aux autres systèmes C.P.L. ont été examinées au paragraphe 4.2.3.4.).

La plus grande partie de la ligne haute tension elle-même ne se comporte pas comme une antenne, même pour un système utilisant un couplage phase-terre. Ceci parce qu'au-delà d'une courte distance à partir des extrémités de la ligne, la redistribution des modes (paragraphe 4.2.1.1. et 4.2.1.2.) fait que la plus grande partie de la ligne supporte un mode équilibré inter-phase. Cependant, les extrémités de la ligne se comportent comme une antenne comme l'a décrit Pullen (Pullen, 1975 a). Il en résulte que l'on capte des signaux parasites. Dans le cas des lignes à armement vertical avec un couplage interphase, la différence de longueur des bretelles d'extrémité constitue également une antenne (Hooper, 1975). Même dans le cas d'une ligne à armement horizontal, des déséquilibres résiduels donnent naissance à des signaux parasites phase-terre. Toute discontinuité dans les caractéristiques de la ligne, comme peuvent en causer par exemple une transposition, un piquage ou un angle important, donne naissance à un effet d'antenne localisé et à une susceptibilité plus grande aux perturbations en ce point.

Le mémorandum sur les courants porteurs sur lignes de transport d'énergie (CIGRÉ 1974, tableau 4) donne un diagramme illustrant, de façon extrêmement simplifiée, la distribution du champ dû à l'induction, aux effets d'extrémité et à l'effet des bretelles pour les lignes à armements horizontal et vertical. Ce tableau donne également le taux de décroissance de la susceptibilité aux parasites avec la distance.

L'effet d'un émetteur terrestre éloigné est le plus important dans le cas d'un système avec couplage phase-terre pour lequel l'émetteur est situé sur un axe parallèle à celui de la direction de la ligne. Cet effet a été étudié par « W.J. Kessler Associates » à cause d'un système militaire.

4.2.3.4 Interference from other p.l.c. systems

A p.l.c. system can, in principle, suffer interference from both nearby and distant p.l.c. transmitters. The high voltage lines often form a closed mesh, so that a p.l.c. frequency used on one section of the network may appear also in other sections with a high enough level to cause undesired interference. This problem is more severe on an interconnected network but can also arise between networks of differing voltage levels where mutual couplings exist by parallelism of lines etc. The possibility of such interference limits the extent to which the same frequency may be independently reused in the network. The interference arises because of leakage across line traps, which never provide perfect blocking, and because of inductive and capacitative coupling with untrapped conductors.

The problem, which is dealt with in detail in Section 4.5.2, can normally be avoided by careful frequency assignment, but the often changing configuration of most power networks requires a continuing surveillance of the frequency assignment plan adopted.

Details of a logical frequency assignment method are given as an example in the CIGRE Memorandum on Power Line Carrier (CIGRE 1974).

4.2.3.5 Interference from sources external to the power system

Unwanted interference voltages can reach the p.l.c. receiver due to the pick-up of signals from radio transmitters and from lightning strokes. (Interference resulting from other p.l.c. systems is considered in Section 4.2.3.4).

The main portion of the high voltage line itself does not act as an antenna, even in a system using phase-earth coupling. This is because after a short distance from the line terminals the redistribution of the mode structure (Sections 4.2.1.1 and 4.2.1.2) results in the major portion of the line supporting a phase-phase balanced mode. However, the line ends act as an antenna in the manner described by Pullen (Pullen, 1975a). This results in the pick-up of undesired voltages. In the case of a vertically disposed line using phase-phase injection, the difference in the lengths of the droppers also constitutes an antenna (Hooper 1975). Even in a horizontally disposed line, residual imbalances give rise to unwanted phase-earth signals. Any discontinuity in the line characteristics, as may be caused, for example, by a transposition, tee-off or sharp turn, gives rise to a local antenna effect and an increased interference susceptibility at that point.

The Memorandum on Power Line Carrier (CIGRE, 1974, Table 4), gives a diagram which illustrates in a greatly simplified form the field distribution due to induction, end-of-line effect and dropper effect for horizontally and vertically disposed lines. The Table also shows the rate at which the susceptibility falls off with distance.

The dominant effect from a distant terrestrial transmitter occurs in the case of a phase-earth system where the transmitter is sited along a bearing similar to that of the line direction. This effect has been investigated in the U.S.A. in relation to a defence system (DIDS) by W.J. Kessler Associates.

L'amplitude des tensions perturbatrices peut être calculée à partir des considérations de base données par Pullen (Pullen, 1975 a).

D'une façon générale, on n'a pas souvent entendu parler des perturbations dues aux émetteurs radio. Bien entendu, si un équipement émetteur-récepteur C.P.L. est situé à côté d'un émetteur puissant travaillant dans les bandes LF ou MF, il faut prendre soin de choisir des fréquences suffisamment éloignées pour la liaison C.P.L.

4.2.4. *Autres systèmes de télécommunication utilisant les lignes de transport d'énergie*

Bien que les méthodes de couplage classiques utilisées pour les courants porteurs décrites au paragraphe 4.2.2. soient quasiment universelles, il existe des variantes qui peuvent présenter des avantages dans certains cas. Elles sont exposées au paragraphe 4.2.4.1.

Plusieurs variantes de télécommunication le long des lignes d'énergie différentes des C.P.L. classiques sur les conducteurs de phase sous tension, ont été développées ou sont en cours de développement. Elles comprennent l'utilisation de signaux à courants porteurs sur le câble de garde aussi bien que l'utilisation de courants porteurs sur un câble aérien auxiliaire. De même, bien qu'encore au stade du développement, l'utilisation de fibres optiques dans un câble aérien suspendu ou incorporé au câble de garde ou de phase pourrait bien, avec la lumière en tant que porteur, fournir un système pour l'avenir.

Le paragraphe 4.2.4. donne un rapide résumé de chacune de ces variantes dans une optique comparative avec l'utilisation des C.P.L. classiques.

4.2.4.1. *Couplages non classiques aux conducteurs de la ligne*

Les principaux inconvénients des dispositifs de couplage C.P.L. classiques (paragraphe 4.2.2.) résident dans le coût des circuits-bouchons, leur encombrement et leur aptitude à supporter les courants de court-circuit que l'on rencontre aujourd'hui.

Un certain nombre de variantes ont été examinées à différentes époques, mais elles n'ont pas encore été amenées à un stade industriel.

Si le coût du condensateur de couplage est un inconvénient et si de grandes valeurs de la capacité ne sont de toute façon pas nécessaires pour des mesures concernant le réseau, on a proposé d'utiliser une valeur plus faible du condensateur de couplage. Keitley (Keitley, 1955) a examiné la possibilité de faire résonner la capacité formée par une chaîne d'isolateurs avec une petite bobine connectée en série; mais les limitations importantes sont apparues au niveau du transfert d'énergie et de la bande passante et elles ont rendu ce schéma peu intéressant (Perz, 1968 a, b).

Des coupleurs directionnels ont été étudiés par plusieurs chercheurs et Jones, Keyser et Hocks de l'Ontario Hydro en ont décrit un (Jones, 1965; Jones, 1967; Keyser et Hicks, 1965). Leur dispositif se comporte comme un coupleur directionnel et Z_c est ajustée pour obtenir une directivité maximale afin de concentrer le maximum d'énergie à courant porteur dans la direction du poste éloigné et de minimiser l'énergie renvoyée vers le poste où se trouve le coupleur. De cette façon, on supprime la nécessité d'un circuit-bouchon. La largeur de bande revendiquée est 100 % de la fréquence centrale avec un affaiblissement de couplage de 14 dB. L'Ontario Hydro a proposé plusieurs variantes des dispositifs (qui ne sont pas illustrés) afin de permettre à l'émetteur d'être situé en un point physiquement proche de Z_c (Heath, 1978).

The magnitude of the interfering voltages may be calculated using the basic considerations given by Pullen (Pullen, 1975a).

Generally speaking interference from radio transmitters has not been frequently reported. Clearly if a p.l.c. line terminal is sited close to a high powered transmitter operating in the LF or MF bands care should be taken to assign sufficiently differing frequencies to the p.l.c. system.

4.2.4 Other power line communication systems

Although the conventional coupling methods used in power line carrier as described in Section 4.2.2 are almost universal there are alternatives which may under some circumstances offer advantages. These are outlined in Section 4.2.4.1.

Several alternative methods of power line communication to that of conventional p.l.c. on the live phase conductors have been evolved or are in course of development. These include the use of electrical carrier frequency signals on the earth wire as well as the use of electrical carrier frequency signals in a suspended aerial cable. Similarly, although whilst still in development the use of optical fibres in a suspended or embedded aerial cable with light as the carrier frequency may well provide a future system.

The Section 4.2.4 includes a brief resumé of each of these alternative systems and is included to maintain a perspective relative to the use of conventional p.l.c.

4.2.4.1 Unconventional line conductor couplings

The main disadvantages of the conventional p.l.c. coupling arrangements (Section 4.2.2) lie in the cost of the line traps, their physical size, and in the problems of making line traps capable of withstanding the highest short circuit levels found today.

A number of alternatives have from time-to-time been considered but these have not yet been brought to maturity.

Where the cost of the coupling capacitor has been considered a disadvantage, and where relatively large values of capacitance are not anyway required for power frequency measurement purposes, there have been proposals to permit the use of a smaller value of coupling capacitor. Keitley (Keitley, 1955) examined the possibility of resonating the capacitance formed by a line insulator string by a small series connected inductor but serious limitations of the efficiency of power transfer and of bandwidth were shown to render the scheme unattractive (Perz 1968a,b).

Directional couplers have been investigated by several workers, and one type (Fig. 32) was described by Jones and by Keyser and Hicks of Ontario Hydro (Jones, 1965; Jones, 1967; Keyser and Hicks, 1965). The device behaves as a directional coupler and Z_c is adjusted for maximum directionality, thus concentrating most of the carrier energy in a direction towards the remote substation and minimising the energy sent back into the local end substation. In this way, the need for a line trap is eliminated. The claimed bandwidth is 100% of the centre frequency with a coupling loss of 14 dB. Ontario Hydro have suggested several alternative feed arrangements (not illustrated) enabling the transmitter to be housed at a point physically adjacent to Z_s . (Heath, 1978)

Des coupleurs directionnels qui sont l'image du circuit-bouchon et du condensateur de couplage ont été proposés et essayés par Hooper (Hooper, 1961), Pullen (Pullen, 1964) et Hooper et Pullen (Hooper et Pullen, 1965, 1966). Leur « coupleur à une ligne d'énergie » fonctionne par couplage inductif de l'énergie sur la ligne. On peut obtenir un affaiblissement de couplage faible et un blocage satisfaisant dans la direction du poste sur une bande puissante utilisable. Ce coupleur directionnel est dérivé de celui utilisé en radio et parce qu'on se ferme sur une impédance réactive pour créer des réflexions multiples, il est par conséquent possible de coupler presque toute l'énergie à courant porteur à la ligne haute tension. Cependant ceci n'est obtenu qu'au détriment de la largeur de bande. La figure 33 montre le principe du système. Un court-circuit franc à la terre est placé à l'extrémité éloignée du coupleur quart d'onde et un court-circuit par circuit résonnant accordé aux fréquences des courants porteurs est placé entre la terre et la ligne d'énergie à son extrémité côté poste. Ce second court-circuit est formé en accordant le condensateur diviseur de tension classique avec une petite bobine d'induction en série. Le circuit accordé obtenu forme un circuit résonnant série, ce qui rend le système bien indépendant de l'effet des manœuvres haute tension dans le poste et bien efficace pour bloquer le passage aux courants à fréquence porteuse vers le jeu de barres du poste. La largeur de bande possible avec ce type de couplage est de 15 à 20 % de la fréquence centrale pour un affaiblissement de couplage de 1 dB seulement. Ce circuit est considéré comme l'image du classique ensemble circuit-bouchon/condensateur de couplage (paragraphe 4.2.2.) parce qu'il donne un court-circuit pour l'énergie à courant porteur (au lieu d'une grande impédance) et il induit du courant par couplage magnétique (au lieu d'injecter une tension par couplage capacitif).

Une autre exploitation du coupleur quart d'onde est son application aux systèmes entre conducteurs d'un faisceau (voir 4.2.4.4.). Cette méthode a été décrite par Pullen (Pullen, 1973) et par Hasler, Martin et Pullen (Hasler, Martin et Pullen, 1975). Du fait de son étroite association avec les systèmes entre conducteurs d'un faisceau, elle est examinée au paragraphe 4.2.4.4. plutôt que maintenant.

Bien que les deux diagrammes illustrent des systèmes donnant un couplage phase-terre, il est évident que deux coupleurs du même type peuvent en principe être montés côte à côte pour donner un couplage interphase.

Il est probable qu'il serait intéressant d'étudier plus à fond et éventuellement d'exploiter ces variantes de couplage, en particulier du fait que l'augmentation des tensions et des valeurs des courants de court-circuit pourrait peut-être rendre fondamental le réexamen de l'aspect économique du couplage C.P.L. classique.

4.2.4.2. *Couplage au câble de garde isolé*

À part dans quelques régions du monde où les orages sont très rares, il est habituel d'installer sur les lignes de transport d'énergie à haute tension, en particulier celles de tension supérieure à 115 kV un ou deux câbles aériens placés sur les pylônes au-dessus des conducteurs de phase. Selon le pays, ils sont appelés câbles de garde ou câbles de terre. Leur but principal est de protéger la ligne d'énergie contre la foudre en étant une cible artificielle qui attire les coups de foudre et en fournissant un chemin facile pour l'écoulement à la terre du courant de décharge. Ils servent également à réduire les tensions qui existeraient entre les pylônes en cas de défaut à la terre sur la ligne ainsi qu'à réduire l'induction sur les circuits de télécommunication voisins.

La théorie et la pratique montrent que les câbles de garde peuvent être légèrement isolés sur toute leur longueur sans compromettre leur rôle principal pourvu qu'ils soient maintenus électrostatiquement au

Directional couplers providing the dual of a line trap/capacitor system were proposed and tested by Hooper (Hooper 1961); Pullen (Pullen, 1964) and Hooper and Pullen (Hooper and Pullen, 1965, 1966). Their 'transmission line coupler' (TLC) operates by inductively coupling energy into the line. Low coupling losses and satisfactory blocking in the substation direction can be achieved over a useful bandwidth. The T.L.C. is a derivative of the directional coupler used in radio technology, and because reactive terminations are used to cause multiple reflections, it is thus possible to couple almost all the carrier energy onto the power line. However, this is achieved only at the expense of bandwidth. Fig. 33 shows the essentials of the system. A solid short circuit to earth is placed at the remote end of the $\frac{1}{4}$ wave coupler and a resonant carrier frequency short circuit is placed to earth at the substation end of the power line. The resonant short circuit is formed by tuning the conventional voltage measurement capacitor with a small low voltage series inductance coil. The resonant circuit forms a 'shunt line trap', rendering the system largely immune from the effect of changes in switching configuration in the substation and effectively blocking the passage of carrier frequency currents into the station busbars. The bandwidth obtainable with this type of coupler is 15 to 20% for a coupling loss of only 1 dB. The circuit is regarded as a dual of the conventional line trap/capacitor scheme (Section 4.2.2) because it provides a short circuit for carrier energy (instead of a high impedance) and induces current magnetically (instead of injecting a voltage capacitatively).

A further development of the $\frac{1}{4}$ wave coupling lies in the possible application in intrabundle systems, (See 4.2.4.4). This method has been described by Pullen (Pullen, 1973) and by Hasler, Martin and Pullen (Hasler, Martin and Pullen, 1975) and because of its close association with the intrabundle method it is described in Section 4.2.4.4 rather than being included here.

Although both diagrams illustrate systems giving a phase-earth mode, it is clear that two such couplers could in principle be mounted side by side to effect a phase-phase mode of coupling.

It seems likely that it would be profitable to further investigate and possibly to exploit these alternative coupling methods, especially as the increases in system voltages and short circuit levels may eventually render it essential to reconsider the economics of conventional carrier coupling.

4.2.4.2 Insulated earth wire coupling

Except in some parts of the world where lightning activity is very low, it is customary to install one or two overhead wires bonded to the towers above the phase conductors of high-voltage transmission lines, particularly those above 115 kV. In various countries these wires may be called ground wires, earth wires, shield wires, or sky wires. Their basic purpose is to protect the power line against lightning by providing a favourable substitute target for the lightning stroke and a ready path to earth for the discharge current. They also serve to reduce the voltages which would exist at towers in the event of a line earth fault, as well as minimising induction on nearby telecommunication circuits.

Theory and experience have shown that these ground wires may be lightly insulated along their entire length without compromising their basic

potentiel de la terre par l'intermédiaire de circuits de fermeture adéquats à chaque extrémité et pourvu que des chemins convenables existent le long de la ligne pour écouler à la terre les courants de décharge de la foudre. Cette seconde condition est remplie en mettant en place des parafoudres en parallèle sur chaque isolateur dont la tension d'amorçage se trouve en général comprise entre 15 et 30 kV environ. Beaucoup de compagnies d'électricité ont tiré parti de cette caractéristique et isolent les câbles de garde pour les utiliser comme support d'un circuit de télécommunication.

Des opinions variées existent en ce qui concerne les avantages et les inconvénients relatifs au fait d'isoler les câbles de garde par rapport au fait de les relier directement à la terre à chaque pylône. Le but de cette discussion n'est pas de décider si ce sont les avantages ou les inconvénients qui sont prédominants surtout que l'importance de chaque caractéristique affectée peut être différente selon la compagnie concernée (Baranowsky, 1962 ; Mikutsky, Perelman, Sidel'nikov et Shkarin, 1970 ; Roach et Allen, 1966 ; IEEE draft PLC Guide, 1977).

L'un des inconvénients le plus souvent cité quant au fait d'isoler les câbles de garde d'une ligne de transport d'énergie concerne les surtensions liées aux défauts à la terre. Les câbles de garde aériens qui sont normalement mis à la terre de façon régulière ont un effet favorable sur l'impédance homopolaire de la ligne d'énergie. Le fait d'isoler les câbles de garde donne une légère augmentation de l'impédance homopolaire et il en résulte une augmentation correspondante des surtensions liées aux conditions de défaut à la terre. Cette augmentation peut être significative pour les réseaux d'énergie ayant une grande impédance de terre tandis qu'elle peut être négligée pour les autres.

Il importe de remarquer que certains autres inconvénients souvent cités à propos des câbles de garde isolés ne s'appliquent qu'aux lignes ayant un seul câble de garde. Par exemple, si une transmission à courants porteurs est effectuée sur un câble de garde unique, le mode de propagation est plus affaibli et le rayonnement des fréquences à courants porteurs est considérablement plus élevé que dans le cas où on utilise deux câbles de garde. D'un autre côté, il est certain que le coût de l'isolement de deux câbles de garde est en général plus de deux fois plus élevé que celui d'un seul câble à cause de l'utilisation de transpositions dans les systèmes à deux câbles.

Du point de vue de la transmission des courants porteurs, ce type de C.P.L. présente certains avantages du moins si les câbles de garde utilisés sont bons conducteurs.

A cause du plus petit diamètre des câbles de garde par rapport à celui des câbles de phase, l'affaiblissement dû aux pertes dans les câbles de garde peut être plus élevé que celui dans les câbles de phase ; mais la partie de l'affaiblissement dû aux pertes dans le sol qui, dans le cas de la transmission par C.P.L. classique est plus grande que celle due aux conducteurs, est considérablement réduite du fait de l'éloignement plus important des câbles de garde par rapport au sol. Des mesures et des calculs de l'affaiblissement pour différents modes possibles sur une ligne triphasée à 750 kV (Mikutsky et ses collaborateurs, 1970) fait apparaître que l'affaiblissement des modes des câbles de garde est faible (environ 0,06 à 0,07 dB/km à 200 kHz).

Dans le cas d'un seul câble de garde, le couplage entre celui-ci et la terre donne une transmission mettant en jeu le câble de garde et les câbles de phase avec en plus un petit affaiblissement supplémentaire aux deux extrémités de la ligne (de la même façon que dans le cas du couplage phase-terre habituel) qui dépend si la ligne est en exploitation ou mise à la terre.

Dans le cas de deux câbles de garde avec un couplage entre ces deux câbles, l'influence des manœuvres haute tension est réduite, en particulier si les câbles de garde sont transposés plusieurs fois. Cela réduit également l'influence du réseau d'énergie sur les circuits de télécommunication.

purpose, provided that they are maintained electrostatically at earth potential through suitable terminations at each end, and that suitable paths to ground exist along the line to divert high lightning discharge currents to earth. This second requirement is accomplished by placing arc gaps across each insulator, with a breakdown potential commonly ranging from about 15 to 30 kV. Many utilities have taken advantage of this characteristic by insulating the ground wires and using them as a carrier communication path.

Many opinions exist regarding the relative advantages and disadvantages of insulating the ground wires as opposed to connecting them solidly to ground at each structure. It is not the objective of this discussion to state whether the advantages or the disadvantages are predominant because the importance of each affected characteristic may differ with each utility (Baranowsky, 1962; Mikutsky, Perelman, Sidel'nikov and Shkarin, 1970; Roach and Allen, 1966; IEEE Draft PLC Guide, 1977).

One of the most frequently cited disadvantages of insulating the earth wires of a transmission line involves overvoltages associated with line-to-earth faults. Overhead earth wires which are continuously grounded in the normal manner have a favourable effect on the zero sequence impedance of the power line. Insulating the earth wires causes a slight increase in this zero sequence impedance, resulting in a corresponding increase in the overvoltage associated with earth fault conditions. In power systems with high earth impedance this increase may be significant, while in others it may be neglected.

It should be pointed out that some other disadvantages, frequently cited concerning insulated earth wires apply only to those lines which have a single earth wire. For example, when carrier communications are applied on a single earth wire the propagation mode is more lossy and carrier frequency radiation is considerably higher than when two earth wires are used. On the other hand, it is true that the cost of insulating two earth wires is generally more than twice that for insulating one wire because of the use of transpositions in the two-wire circuit.

From the viewpoint of carrier transmission, this kind of p.l.c. has some advantages, at least, if earth wires with a good conducting surface are used.

Due to the smaller diameters of the earth wires, compared with those of the phase wires, the attenuation caused by losses in the earth wires may be higher than that of the phase conductors, but that part of the attenuation resulting from losses in the earth which, for normal p.l.c. transmission is higher than that of the conductors, is considerably reduced because of the larger distances of the earth wires from ground. Measurements and calculations of the attenuation for the different possible modes on a three phase 750 kV line (Mikutsky et al., 1970) show the low attenuation of the earth wire modes (about 0.06 and 0.07 dB/km at 200 kHz).

With only one earth wire, coupling between the earth wire and ground will result in a transmission between the earth wire and the phase wires, with a small additional attenuation at both ends of the line (in a similar way as in the case of the usual phase-to-earth coupling), depending on whether the line is in service or earthed.

With two earth wires used in a two-conductor (earth wire) coupling arrangement, the influence of the switching state of the phase conductors

D'autres avantages sont les niveaux de bruit dû à l'effet de couronne (environ -5 à -10 dB) plus faibles que ceux d'une transmission C.P.L. classique et un affaiblissement de transfert à travers les postes plus élevé permettant de réutiliser les mêmes fréquences avec une séparation d'un seul tronçon de ligne.

L'avantage le plus souvent cité concernant l'utilisation de deux câbles de garde isolés sur une ligne de transport d'énergie concerne les économies sur les pertes de transport d'énergie. Quand un courant de circulation s'écoule dans les câbles de garde, de l'énergie se trouve dissipée de par leur résistance. L'énergie donnant ces pertes en RI^2 vient de l'induction des conducteurs de phase. Sur les lignes comportant deux câbles de garde isolés, il est habituel d'effectuer des transpositions pour annuler le courant de circulation. Sur de nombreuses lignes, en particulier les lignes à un seul terna à armement horizontal, ceci donne une réduction appréciable de l'amplitude totale du courant de circulation et même une réduction proportionnellement plus grande de la dissipation thermique RI^2 . Le fait d'isoler les câbles de garde peut par conséquent donner une réduction des pertes de transport d'énergie sur une ligne. Par exemple, aux Etats-Unies, de nombreuses compagnies isolent et transposent les câbles de garde dans cet unique but, sans intention de les utiliser comme support de télécommunication. On s'attend généralement en isolant le câble de garde d'une ligne à un seul terna à 345 kV de 100 km de long, à gagner par jour approximativement 80 kWh pour une charge moyenne de 100 MW et 1450 kWh environ pour une charge de 500 MW.

Un dispositif de couplage et de protection convenable doit être mis en place aux deux extrémités du circuit formé par le câble de garde pour fournir un chemin pour écouler à la terre les tensions induites à la fréquence du réseau, pour protéger les équipements terminaux contre la foudre, et pour donner un couplage sélectif laissant passer les signaux à courants porteurs et bloquant la fréquence du réseau et tout harmonique de niveau significatif. Un circuit de couplage classique se présente sous la forme d'un filtre passe-haut ou passe-bande et utilise un condensateur de couplage en série associé à des bobines de drainage en parallèle. Les figures 34 et 35 montrent les dispositifs classiques de couplage.

Le coût de l'équipement de couplage pour un circuit sur un câble de garde isolé est moindre que celui du couplage nécessaire pour un circuit C.P.L. classique. En outre, le coût des circuits-bouchons et des condensateurs de couplage pour les C.P.L. classiques augmente substantiellement avec l'augmentation de la tension du réseau. Au contraire, le coût des extrémités pour le câble de garde isolé est relativement indépendant de la tension du réseau.

Du fait que la capacité du condensateur de couplage pour câble de garde isolé n'est pas limitée par des considérations de tenue en tension, on peut utiliser le câble de garde isolé à des fréquences inférieures à celles employées pour les C.P.L. classiques. Une limite inférieure de 5 à 8 kHz est possible.

Pour les liaisons utilisant deux câbles qui sont bien équilibrés, il est possible d'utiliser des bobines de drainage avec des noyaux en acier. Cependant, à cause des problèmes de saturation, il n'est généralement pas possible d'utiliser des bobines de drainage à noyau d'acier dans les applications avec un seul câble. Il existe des bobines de drainage à air convenant à ce cas.

Dans certains cas, la maintenance du câble de garde lui-même et des équipements d'extrémité peut être effectuée sans coupure de la ligne d'énergie.

will be reduced, especially if the earth wires are repeatedly transposed. This will also reduce the influence of the main power system on the telecommunication circuit.

Other advantages are the lower corona noise levels (about -5 to -10 dB) (Mikutsky et al., 1970) compared with those of a conventional p.l.c. transmission, and the higher transit attenuation of high voltage stations, which permits the same frequency to be reused, at least after one intermediate line section.

The most frequently cited advantage of using two insulated earth wires on a power line involves savings in power transmission losses. When drainage current flows in the earth wires, energy is dissipated in their resistances. The energy supplying these I^2R losses comes by induction from the power phase conductors. On lines with two insulated earth wires it is customary to install transpositions to cancel out the 'circulating' component of drainage current. On many lines, particularly horizontally arranged single-circuit lines, this causes an appreciable reduction in the total magnitude of drainage current and an even higher proportionate reduction in I^2R dissipation. Insulating the earth wires thus can produce a reduction of transmission losses in a power line. In the USA, for example, many utilities insulate and transpose earth wires for this purpose alone with no intention of utilizing the circuit for communications. As a typical expectation, insulating the earth wire on a 345 kV, single-circuit transmission line 100 km long is claimed to save approximately 80 kWh per day for an average load of 100 MW and about 1450 kWh per day at 500 MW.

A suitable protective coupling device must be used at each end of the earth wire circuit to provide a drainage path to earth for induced power-frequency influence, to protect end-terminal equipment against lightning, and to provide frequency selective coupling to pass carrier-frequency signals and block the power frequency and any significant harmonics. A common coupling circuit is in the form of a highpass or bandpass filter utilizing series coupling capacitors in conjunction with shunt-connected drainage inductors. Typical coupling arrangements are shown in Figs. 34 and 35.

The cost of coupling equipment for an insulated earth wire circuit is less than that required for normal power-line carrier coupling. In addition, the cost of line traps and coupling capacitors for ordinary power-line carrier increases substantially as transmission system voltage increases. In contrast, the cost of insulated earth wire terminations is relatively independent of system voltage.

Because the capacitance of coupling capacitors for insulated ground wires is not restricted by voltage withstand considerations, insulated earth wires are capable of being used with lower frequencies than those employed for conventional power-line carrier. Lower limits of 5 to 8 kHz are feasible.

For two-wire circuits which are well balanced, it is possible to use drainage coils with iron cores. However, because of the problems of core saturation it is usually not feasible to use iron core drainage coils for single-wire applications. Suitable air core drainage coils are available.

In certain cases maintenance of both the insulated earth wire path and its terminating equipment can be accomplished without a power-line outage.

Chaque fois que deux câbles de garde sont utilisés comme une paire, un schéma de transpositions adéquat est nécessaire pour obtenir une réduction des pertes de transport d'énergie. Les transpositions fournissent aussi dans une certaine mesure un équilibrage du circuit de télécommunication et elles rendent les performances demandées aux couplages moins sévères. L'objectif pour le choix de l'emplacement des transpositions est de rendre égaux les courants induits à la fréquence du réseau sur les deux câbles. Ce résultat est obtenu en divisant la longueur de la ligne en tronçons égaux tels que chaque câble de garde occupe chacune des positions selon la structure de la ligne. La distance maximale entre transpositions est déterminée par la valeur de la tension permise sur les câbles de garde pour la charge maximale de la ligne d'énergie. On a utilisé des règles générales limitant cet écart à des distances comprises entre 10 et 50 km. La tension induite par unité de longueur, qui est un paramètre pertinent pour le choix de cet écart, peut être déterminée par un calcul relativement facile.

Le type de conducteurs très largement utilisé comme câble de garde isolé sont des câbles d'aluminium à âme en acier. Dans certains cas, on a isolé les câbles de garde en acier de lignes d'énergie déjà construites. Dans ces cas-là, il n'est certainement pas question, pour des motifs économiques, de remplacer les conducteurs en acier par des câbles ayant une meilleure conductivité. L'affaiblissement des fréquences porteuses qui en résulte est relativement élevé par rapport à celui d'une liaison C.P.L. classique. Une liaison de ce type, qui est limitée, n'est faisable que pour des lignes d'une longueur totale réduite. Si on envisage d'isoler les câbles de garde d'une nouvelle ligne d'énergie, il est généralement bon, malgré le coût qui en est augmenté, d'utiliser des conducteurs dont la couche extérieure est en aluminium plutôt que des conducteurs en acier car l'affaiblissement aux fréquences porteuses est plus faible.

Un certain nombre de types d'isolateurs ont été utilisés avec succès et il semble qu'il n'y ait pas de performances requises critiques dans ce domaine pourvu qu'il y ait une résistance mécanique suffisante.

Pour la plupart des structures de ligne, l'impédance caractéristique d'un seul câble de garde aérien isolé est d'environ 500Ω tandis qu'une paire équilibrée de câbles de garde présente une impédance caractéristique d'environ 900Ω .

La figure 36 donne des courbes d'affaiblissement qui illustrent les différences d'efficacité de différents types de circuits sur câbles de garde isolés. Bien qu'elles ne soient certainement pas précises pour toutes les lignes, ces courbes peuvent être utilisées pour faire une estimation.

Lorsqu'il pleut, il faut prendre garde au fait que l'affaiblissement augmente de 20 % environ. Les câbles de garde isolés sont plus sujets que les câbles de phase à l'augmentation de l'affaiblissement due au givre car ils ne sont pas parcourus par un courant susceptible de les chauffer. Par ailleurs, des ponts de givre se forment quelquefois sur les isolateurs qui sont relativement petits. Des coupures totales de la voie de transmission ont déjà été constatées pendant des périodes de fort gel.

Les contournements des isolateurs des câbles de garde donnent une augmentation de l'affaiblissement des fréquences des courants porteurs mais celle-ci n'est en général pas suffisante pour provoquer une coupure de la voie de transmission. La durée et la valeur de cette augmentation dépendent de la cause du contournement et des conditions du réseau qui l'accompagnent. Par exemple, si la foudre crée un contournement qui ne concerne que les câbles de garde, l'affaiblissement supplémentaire sera compris entre 1 et 8 dB environ et sa durée sera d'environ 1 ms ou moins. D'un autre côté, un contournement qui accompagne un défaut de la ligne d'énergie dure jusqu'à l'élimination de ce défaut, généralement environ 60 ms ou plus. L'augmentation de l'affaiblissement est également plus grande et elle dépend du nombre de phases concernées par le défaut, etc.

Whenever two earth wires are used as a pair, a suitable transposition scheme is necessary for the savings in transmission line losses to be realised. Transpositions also provide a moderate degree of balance in the communication circuit and they make the termination requirements less difficult. The objective in selecting transposition locations is to equalize the induced power frequency current in the two wires. This is accomplished by equally dividing the line length over which each wire occupies each position in the line configuration. The maximum distance between transpositions will be determined by how much voltage should be permitted to exist on the earth wires during heavy power line loading. Guidelines limiting this distance to values between 10 and 50 km have been used. Induced voltage per unit distance which is very pertinent to the selection of this value can be determined by a relatively easy computation.

The type of conductors most widely used as insulated ground wires are aluminium-jacketed steel cables. In many cases, insulation has been added to the steel ground wires of existing transmission lines. In such instances it is definitely not economically feasible to replace the steel conductors with higher conductivity wires. The resulting carrier frequency attenuation over such a circuit would be quite high by comparison with normal power-line carrier standards. An inefficient circuit of this type would be feasible only within certain restricted total line lengths. If there are plans to insulate the ground wires of a new transmission line, it is generally well worth the additional cost to use aluminium-jacketed conductors which have far lower high frequency losses than steel conductors.

A variety of insulator types have been successfully used and there appear to be no critical requirements in this area as long as sufficient physical strength is present.

For most line configurations, the characteristic impedance of a single overhead insulated earth wire line is approximately 500 ohms, whereas a balanced pair configuration has a characteristic impedance of about 900 ohms.

Fig. 36 shows attenuation data which illustrates the proportionate differences in the efficiencies of different types of earth wire circuits. While certainly not accurate for all lines, these curves may be used for estimating purposes.

During wet weather, an allowance must be made for approximately a 20 percent increase in attenuation. Insulated earth wires are more susceptible to increased losses due to frost than phase conductors as they do not have significant current induced self-heating. Also, ice bridges are sometimes formed over the relatively small insulators. Complete communication circuit outages have been experienced during severe icing conditions.

Flashovers of earth wire insulators will cause carrier frequency attenuation of the circuit to increase but usually not enough to cause a communication outage. The duration and the amount of the increase depend on the cause of the flashover and the power circuit conditions which accompany it. For example, where lightning causes a flashover which occurs only on the earth wires the added loss may range from about 1 to 8 dB and last for a duration of about 1 millisecond or less. On the other hand, a flashover which accompanies a power-line fault will last until the fault is cleared, typically about 60 milliseconds or longer. The increase in

Les liaisons utilisant les câbles de garde isolés ont été utilisées avec succès pour la téléphonie, la téléconduite, les télémesures et les téléalarmes. Quelques liaisons de protection ont également été réalisées, mais sur une très petite échelle si on les compare aux autres applications.

4.2.4.3. *Câble aérien de télécommunication porté par la ligne d'énergie*

Dans les réseaux de transport d'énergie fortement maillés, il peut être difficile de répondre aux nombreuses demandes de fréquences pour satisfaire aux besoins en télécommunication avec les liaisons C.P.L.. On peut utiliser des câbles aériens portés par les pylônes de la ligne d'énergie pour obtenir des voies supplémentaires (Alsleben, Finckh et Lautensach, 1972; Finckh, 1973; Benndorf, Dürrstein, Kirch et Levacher, 1976; Senn, 1974).

Il existe différentes méthodes de pose de ces câbles, qui sont :

Câble aérien suspendu au câble de garde;

Câble aérien suspendu à un câble porteur ou une combinaison des deux;

Câble aérien auto-porteur;

Câble aérien auto-porteur servant également de câble de garde.

On connaît même un câble incorporé à l'un des conducteurs de phase (Benndorf et ses collaborateurs, 1976). La plupart de ces câbles ont jusqu'à maintenant été conçus comme des câbles symétriques à une ou trois quartes. Quelquefois on utilise un câble coaxial. La figure 37 et la planche 2 montrent des exemples de câbles symétriques et coaxiaux. Ce dernier utilise un conducteur central en fil divisé où chaque fil est isolé des autres.

4.2.4.3.1. *Problèmes dus à la position du câble*

L'utilisation de câbles aériens sur les lignes d'énergie nécessite des mesures particulières pour protéger les vies humaines et les équipements ainsi que pour éviter les perturbations dans la transmission des informations (Jaquet, 1977).

a) *Induction due au courant en exploitation normale et au courant de court-circuit*

Les courants de la ligne d'énergie induisent des tensions (longitudinales) sur les conducteurs et l'écran du câble. En le mettant à la terre à chaque pylône, on impose le potentiel de l'écran et le courant qui le parcourt et s'écoule à la terre réduit la tension induite sur les conducteurs. Cependant, vu la longueur totale du câble, les différences de potentiel qui apparaissent entre l'écran et les conducteurs peuvent devenir hasardeuses et elles doivent être prises en considération pour la transmission en fréquences vocales.

Ces tensions sont fonction de la structure du câble, de la position du câble dans le champ produit par les phases de la ligne d'énergie, des transpositions de ces dernières sur le tronçon examiné et du courant lui-même. Le tableau 4 ci-après donne les tensions mesurées aux extrémités d'un câble entre un conducteur et l'écran pour trois lignes différentes.

attenuation will also be higher depending on how many phases, etc., are involved in the power fault.

Insulated earth wire circuits have been successfully used for voice, supervisory control, telemetry, and alarm functions. Some protective relaying channels have also been applied but only in a very few instances by comparison with the usage for other services.

4.2.4.3 Aerial cable on power lines

In densely meshed power transmission networks it may be difficult to provide an adequate number of frequencies for communication purposes by means of p.l.c. systems. Aerial cables carried on the power network towers may be used to obtain additional channels (Alsleben, Finckh and Lautensach, 1972; Finckh, 1973; Benndorf, Dürrstein, Kirch and Levacher, 1976; Senn, 1974).

There are various methods of mounting these cables. These are:-

Aerial cable suspended from ground wire

Aerial cable suspended from a messenger (catenary) or combined with a messenger

Aerial cable, self-supporting

Aerial cable, self-supporting, used also as ground wire.

Even an aerial cable embedded in a phase conductor is known (Benndorf et al., 1976). Most of these cables have so far been designed as symmetrical cables with one or three quads. In some cases coaxial cables are used. Figs. 37 and Plate 2 show examples of symmetrical and coaxial cables. The latter employs a Litz wire using individually insulated strands.

4.2.4.3.1 Exposure problems

The use of aerial cables on power lines necessitates special measures to protect human life and the equipment, as well as to avoid disturbances during message transmission (Jaquet, 1977).

(a) Induction due to operating and short-circuit currents

Power line currents induce (longitudinal) voltages in the cores and in the sheath of the cable. Grounding at the towers ensures a sufficient short circuit for the sheath voltages, and the current flowing in the sheath-to-ground circuit reduces the voltage in the conductors. However, considering the entire length of the cable, the potential differences arising between the conductor and the sheath can become a hazard and must be taken into account for communication in the voice frequency range.

These voltages are a function of the cable design, of the arrangement of the cable within the field of the power conductors, of the transposition of the latter along the line section and of the current itself. The following

Tableau 4

*Exemples de tensions mesurées (entre un conducteur et l'écran)
sur des câbles aériens pendant l'exploitation normale de la ligne d'énergie*

Numéro de la ligne	km	U en kv	I en A	Tensions en mV à			
				50	150	450	750 Hz
1	15	220	150	3900	32	40	3
2	17	220	240	1000	26	14	2
3	14	380	265	1000	40	14	4

Ces tensions ont été mesurées pour des courants relativement faibles du réseau de transport. Elles augmentent proportionnellement au courant. La mise à la terre des conducteurs du câble à une seule extrémité provoque le doublement de la tension à l'autre extrémité. Selon la ligne, on peut s'attendre à des tensions allant jusqu'à 100 V à la fréquence du réseau et dans le cas le plus défavorable.

Bien entendu, des tensions beaucoup plus élevées vont apparaître en cas de défaut sur la ligne d'énergie. Une tension longitudinale d'environ 15 kV a été calculée (Alsleben et ses collaborateurs, 1972) pour un câble de 15 km de long avec un courant de défaut à la terre de 10 kA. Dans le cas le plus défavorable, mise à la terre à une seule extrémité, cette tension peut apparaître entièrement à l'autre extrémité. Dans le cas de câbles coaxiaux, cette tension apparaît sur les extrémités qui portent aussi les signaux à transmettre. Par conséquent, ce type de câble nécessite un dispositif de couplage, conçu comme un filtre passe-haut, et semblable aux dispositifs utilisés pour coupler les équipements C.P.L. aux lignes d'énergie, à l'exception du condensateur de couplage qui peut être conçu pour une tension de service plus faible. La figure 38 montre un filtre passe-haut de couplage courant. D'un autre côté, dans le cas des câbles symétriques, les fils de chaque paire sont soumis au même potentiel puisque ces câbles sont très bien équilibrés à la fréquence du réseau. On peut s'attendre à une réjection de mode commun de 80 dB environ. Pour une tension de mode commun de 10 kV, on obtient donc une tension différentielle entre les extrémités d'une paire d'environ 1 V; ainsi l'équipement de télécommunication peut être couplé au moyen d'un transformateur qui doit simplement être bien symétrique et présenter un grand isolement entre les enroulements ainsi que par rapport à son châssis et à la terre.

Table 4 gives the voltages measured at the ends of the cables between conductor and sheath for three different lines.

Table 4

Examples of Measured Voltages (Conductor-to-sheath)
on Aerial Cables During Normal Operation of the Power Line.

Line No.	U km	U kV	I A	Voltage mV at				Hz
				50	150	450	750	
1	15	220	150	3900	32	40	3	
2	17	220	240	1000	26	14	2	
3	14	380	265	1000	40	14	4	

The voltages are measured at comparatively low power system operating currents. They rise in proportion to the current. Earthing of the conductors of the cable at one end only, results in a doubling of the voltage at the other end. Depending on the line, voltages up to 100 V may be expected at power frequencies under the worst-case conditions.

Much higher voltages are likely to occur in the event of a short circuit on the power line. A longitudinal conductor voltage of about 15 kV has been calculated (Alsleben, et al., 1972) for a 15 km long cable in the presence of a ground fault current of 10 kA. In the most unfavourable case, earthing at one end only, this voltage may appear in full at the other end. In the case of coaxial cables, this voltage appears on the terminals which also supply the message signals. Such a cable will therefore require coupling facilities designed in the form of highpass filters, similar to those devices used for coupling carrier terminals to the power line, with the exception that the coupling capacitor may be rated for a lower operating voltage. Fig. 38 illustrates a typical high pass coupling filter. In the case of symmetrical cables, on the other hand, the wires of each pair carry about the same potential, as these cables afford a high symmetry at the power frequency. A common mode rejection of about 80 dB may be expected. With an 'asymmetrical' voltage of 10 kV, the symmetrical voltage between the terminals of a wire pair is therefore only about 1 V, so that communication equipment can be connected by way of terminating transformers which have merely to meet the requirements of high symmetry and a high insulation resistance between the two windings and against frame and ground.

b) *Décharges atmosphériques*

On peut s'attendre à des coups de foudre, en particulier si le câble est utilisé comme câble de garde ou s'il est accroché à ce dernier. La plus grande partie de l'impulsion de courant de foudre s'écoule à la terre à partir du point où elle a frappé à travers le câble et les pylônes voisins. La tension qui apparaît entre les conducteurs et l'écran est déterminée par l'impédance de transfert du câble (rapport entre la tension sur un conducteur interne du câble et le courant de l'écran) qui, dans le cas d'un écran tubulaire, diminue lorsque la fréquence augmente à cause de l'effet de peau mais est inductive et augmente avec la fréquence pour des câbles à armature hélicoïdale comme ceux de la figure 37. Le paramètre important est par conséquent la vitesse de montée du courant de foudre. À partir des résultats expérimentaux, on a calculé pour un câble avec deux couches extérieures enroulées en sens inverse l'une de l'autre (figure 37) une impulsion de tension d'environ 30 kV avec une vitesse de montée de 80 kA/ μ s sur une longueur de 200 m (environ la moitié d'une portée). La vitesse de montée du courant de foudre indiquée ici est extrêmement rapide et elle n'a lieu que très rarement. D'ailleurs, la couche isolante de polyéthylène est capable de supporter des impulsions de tension de 100 kV environ pourvu que son épaisseur soit au moins de 2 mm.

c) *Mesures de protection*

Pour éviter d'avoir des tensions excessives en cas de court-circuit, les câbles aériens de grande longueur sont divisés en tronçons plus courts séparés par des transformateurs d'isolement pour les câbles symétriques ou par des filtres passe-haut pour les câbles coaxiaux. La longueur des tronçons de câble dépend de conditions propres à chaque cas; les longueurs habituelles sont comprises entre 5 et 20 km.

Les transformateurs placés aux extrémités des lignes et les transformateurs d'isolement intermédiaires peuvent être dimensionnés et câblés différemment et équipés de parafoudres comme le montre la figure 39. La mise à la terre des conducteurs par l'intermédiaire de parafoudres b) permet d'utiliser des transformateurs ayant une tenue en tension moindre. Mais l'amorçage des parafoudres implique un court-circuit sur la voie de télécommunication et la création de tensions de bruit d'où il résulte une coupure, sans doute seulement momentanée, dans la transmission des signaux. Lorsqu'on ne peut pas admettre ces coupures (pour la transmission de signaux de protection par exemple), le point milieu de l'enroulement peut être mis à la terre soit à travers des parafoudres soit directement (figure 39 c)). Par ailleurs, les transformateurs doivent également être dimensionnés pour les forts courants qui vont vraisemblablement avoir lieu pendant la durée d'un court-circuit. Les résistances peuvent être équilibrées pour réduire la différence entre les courants dans les deux conducteurs jusqu'à ce que la tension entre les deux extrémités de l'enroulement du transformateur soit suffisamment faible. S'il n'est pas possible de réunir en un seul transformateur le dimensionnement en courant adéquat et les caractéristiques de transmission nécessaires, on peut utiliser le circuit décrit figure 39 d). Dans ce cas, une bobine de drainage écoule le courant, permettant au transformateur, moins sollicité quant au niveau de tenue en tension, d'être étudié pour avoir de meilleures caractéristiques pour la transmission des signaux.

(b) Atmospheric discharges

Lightning strokes must be expected, in particular when the cable is used as a ground wire or when it is suspended from the ground wire. Most of the surge-type lightning current will flow from the point of strike via the cable and the neighbouring towers to ground. The voltage occurring between the sheath and conductor is determined by the coupling resistance of the cable (ratio of voltage at the inner wall of the cable and the current in the sheath) which, in the case of a tubular sheath, decreases as the frequency increases because of the skin effect, but becomes inductive and increases with the cables shown in Fig. 37 because of the helical armouring. The decisive factor is therefore the rate of rise of the lightning current. From test results, an impulse voltage of about 30 kV has been calculated for the cable with double counterwound armouring (Fig. 37) at a rate of rise of 80 kA/ μ s and a cable length of 200 m (about half a span length). The rate of rise of the lightning current assumed here is extremely high and will be a very rare occurrence. The polyethelene insulation of the cable, on the other hand, is capable of withstanding impulse voltages of about 100 kV, assuming a thickness of 2 mm.

(c) Protective measures

To avoid excessive voltages in the event of a short circuit, long aerial cables are subdivided into shorter sections, with interposed isolating transformers for symmetrical cables or with highpass filters for coaxial cables. The length of these cable sections depends on local conditions, the usual lengths ranging from 5 to 20 km.

The transformers at the ends of the lines and the isolating transformers may be rated differently and wired and provided with overvoltage arresters, as shown in Fig. 39. Grounding the conductors by way of arresters (b) permits the use of transformers having a lower withstand rating. Spark-over of the arresters, however, implies a short circuit in the communication path and the generation of noise voltages and resulting in an interruption, perhaps only momentary, of signal transmission. Where such interruptions are not permissible (in protective signal transmission, for instance), the midpoint of the winding may be grounded either via arresters or directly (Fig. 39(c)). However, the transformers must now be rated for the high currents which are likely to occur for the duration of the short circuit condition. Resistances may be balanced so that the difference between the two conductor currents may be reduced to the point where the voltage between the two ends of the transformer winding is sufficiently low. If it is not possible to combine in a transformer adequate current rating and the required transmission characteristics, the circuit depicted in Fig. 39(d) may be employed. In this case, a choke coil drains off the current allowing the transformer, with reduced demands on the voltage withstand level, to be designed for better carrier transmission characteristics.

4.2.4.3.2. Influence des tensions de bruit

Des mesures sur des câbles aériens symétriques ont montré que la tension de bruit dû à l'effet de couronne dû à la ligne d'énergie est pratiquement négligeable pour les télécommunications sur câbles aériens. De même la diaphonie due à des liaisons à courants porteurs travaillant sur la même ligne est suffisamment faible pour permettre le fonctionnement d'une autre liaison sur la même bande de fréquence sur le câble. Même un émetteur radio de 100 kW situé à une distance de 20 km de la ligne donne un niveau de bruit inférieur à -65 dBm, ce qui est 20 dB au-dessous du niveau reçu sur le câble.

Les tensions de type impulsif dues aux coups de foudre, aux courts-circuits et aux manœuvres haute tension sur la ligne sont plus gênantes. Les tensions induites indiquées au tableau 5 ci-dessous ont été mesurées sur un câble aérien incorporé au câble de garde d'une ligne 220 kV lorsqu'on manœuvre un sectionneur d'aiguillage de la ligne dans le même poste.

Tableau 5
Tensions induites au cours de la manœuvre d'un sectionneur
Valeurs crête à crête

Point de mesure	A large bande 10-500 kHz	A bande étroite 7 kHz		
		60 kHz	130 kHz	450 kHz
Entre Un conducteur et l'écran	20 V			
Entre deux conducteurs	0,15 V	9 mV	6 mV	3 mV

4.2.4.3.3. Affaiblissement en ligne tolérable

Les valeurs indiquées ici sont celles auxquelles on peut s'attendre pour les câbles aériens portés par les pylônes d'une ligne aérienne. Bien que les tensions parasites en question apparaissent sous la forme de tensions impulsives qui, pour la téléphonie, provoquent simplement un bruit de friture momentané (et dont les effets peuvent être neutralisés pour la transmission de données et de signaux de protection en prenant des mesures adéquates dans les équipements), le niveau du signal utile peut même être inférieur à ces valeurs. Un niveau minimal de réception d'environ -45 dBm (10 mV sur 150Ω) donne encore des résultats satisfaisants pour une voie de téléphonie.

Des équipements terminaux à 12 voies conformes au CCITT, avec un niveau d'émission de $+7$ dBm par voie, ou des équipements émetteurs-récepteurs multi-voies C.P.L. avec un niveau d'émission de $+30$ dBm par voie peuvent être utilisés sur des lignes présentant un affaiblissement de 52 à 75 dB.

La figure 40 donne des courbes d'affaiblissement pour des câbles symétriques ayant différents diamètres de conducteurs, et pour des câbles coaxiaux. On peut couvrir des distances d'environ 20 à 50 km selon le type de câble choisi, la fréquence de coupure du câble en fonction du nombre de voies qui le charge et selon les équipement terminaux. Le câble coaxial est celui qui a le moindre affaiblissement.

Pour éviter d'avoir besoin de grandes valeurs de capacité pour les conducteurs de couplage, les fréquences les plus basses utilisées pour les câbles coaxiaux doivent être supérieures à celles utilisées pour les

4.2.4.3.2 Influence of noise voltages

Measurements on symmetrical aerial cables showed that the corona noise voltage of the power line is practically negligible for communications over aerial cables. Crosstalk from carrier circuits operated on the same line was likewise low enough to permit operation of another circuit in the same frequency band on the cable. Even a 100 kW radio transmitter at a distance of 20 km from the line produced a noise level of not more than -65 dBm, which was 20 dB below the receive level of the cable system.

Impulse-type voltages, caused by lightning strokes, short circuits or switching operations in the power line are much more troublesome. The induced voltages shown in Table 5 below have been measured on the ground wire/aerial cable of a 220 kV line when operating a sectionalizing switch of the line in the same station.

Table 5

Induced Voltages During Isolator Operation

Connection	Broadband 10-500 kHz	Peak-to-peak Narrow Band 7 kHz		
		60 kHz	130 kHz	450 kHz
Conductor-Sheath	20 V			
Conductor-Conductor	0.15 V	9 mV	6 mV	3 mV

4.2.4.3.3 Permissible line loss

The values given here are those that must be expected for aerial cables carried on power line towers. Since the disturbances involved appear in the form of impulse voltages which, in speech transmission, merely cause a momentary frying noise (the effects of which can be counteracted in data and protective signal transmission by taking special measures in the equipment), the useful signal level may be even smaller than these values. A minimum receive level of about -45 dBm (10 mV into 150 ohms) has still given satisfactory results for a voice channel.

12-channel carrier terminals of the CCITT design, with a per-channel send level of +7 dBm, or multi-channel power line carrier terminals with a send level of +30 dBm per channel, can be operated over lines having losses of 52-75 dB.

Fig. 40 shows the attenuation curves for symmetrical cables with different conductor diameters, and for a coaxial cable. Depending on the cables selected, on the cutoff frequency up to which the cables are loaded with message channels and on the terminal equipment used, distances of about 20 to 50 km can be spanned. The coaxial cable has the lowest attenuation.

To avoid the need for large values of coupling capacitance, the lowest operating frequency must be higher in the co-axial case than in the two-

câbles à paires. Cependant, étant donné que des fréquences plus élevées doivent être utilisées pour permettre la séparation des deux sens de transmission sur un câble coaxial, les distances de transmission ne sont pas tellement différentes de celles qu'on peut obtenir avec un câble à paire de conception classique (diamètre de chaque conducteur : 1,2 mm, voir planche 2).

Pour couvrir de plus grandes distances, les câbles à paires doivent être équipés de répéteurs qui peuvent être télé-alimentés à travers un circuit fantôme de la quarte (figure 39(e)).

4.2.4.4. *Systèmes de transmission entre les conducteurs d'un faisceau*

Du fait que, pour des motifs de réduction des pertes par effet de couronne, de nombreuses lignes à haute tension sont construites avec des faisceaux de conducteurs comportant deux conducteurs ou plus par phase, il est en principe possible d'effectuer une transmission au moyen de ce faisceau. Bien que les conducteurs du faisceau soient réunis du point de vue haute tension au niveau des postes, il est possible de les isoler légèrement l'un de l'autre sur leur longueur, donnant ainsi un circuit H.F. équilibré à deux fils.

La méthode utilisant les conducteurs d'un faisceau est relativement nouvelle et n'a pas encore été beaucoup exploitée bien que des installations expérimentales aient été construites dans plusieurs pays. Cette méthode est examinée dans la littérature (Brestkina, Rabinovitch, Sidel'Nikov et Sokh, 1966; Fleischauer, Podszcek et Vogl, 1964). On utilise des circuits-bouchons à prise médiane pour donner un couplage des courants porteurs à bande étroite sur une phase formée d'un faisceau équilibré de conducteurs séparés par des entretoises isolantes Nakamura. (Nakamura, 1968), a examiné l'utilisation d'une ligne quart d'onde permettant d'éliminer le circuit-bouchon; une version différente, basée sur le système décrit au paragraphe 4.2.4.1. employant une construction co-planaire, a été décrite par Pullen (Pullen, 1973) et s'est montrée, à la fois de façon théorique et pratique, capable de fournir une largeur de bande à 3 dB égale à 1,2 à 1,4 fois la fréquence centrale, avec un affaiblissement de couplage négligeable. Il n'y a pas besoin de circuit-bouchon et un blocage effectif est obtenu par le court-circuit entre les conducteurs du faisceau.

La propagation entre conducteurs d'un faisceau a été étudiée (Perz, 1968 a et b); elle est caractérisée comme contenant principalement l'un des modes transverses intéressants (paragraphe 4.2.4.4. et 4.2.1.2.). Du fait que les conducteurs sont assez proches l'un de l'autre, le rayonnement est très faible (Pullen, 1975 a) et les problèmes de choix des fréquences sont grandement facilités. Le mode souhaité est couplé aux conducteurs, se maintient tout au long de la ligne et se retrouve sur le récepteur à l'extrémité éloignée. De la même façon, un circuit de ce genre est moins sensible aux champs extérieurs et les perturbations de mode commun comme par exemple celles dues à la manœuvre d'un sectionneur n'apparaissent pas au niveau du récepteur.

Du fait de la largeur de bande relativement grande disponible avec un couplage quart d'onde (Pullen, 1975 b), un système à courants porteurs multi-voies peut être utilisé si nécessaire, bien que les fréquences les plus élevées doivent être choisies en tenant compte de la distorsion d'affaiblissement due à l'importante charge capacitive qui résulte des capacités des isolateurs de lignes et des entretoises (Hasler, 1975). Plusieurs documents (Hasler, Martin et Pullen, 1975) examinent les propriétés de ces systèmes et un programme de calcul pouvant donner un modèle d'une ligne complète et tenant compte des entretoises a été développé au C.E.R.L. (Pritchard, 1977 a et b; Dewsnap, 1977).

Du fait de leurs avantages techniques, on peut espérer que les systèmes entre conducteurs d'un faisceau deviendront industriels, en particulier si la conception de la ligne, d'un point de vue haute tension, peut être

wire case. However, as higher frequencies have to be employed to allow separation of the two directions of transmission in a co-axial cable, the signalling distance is not significantly different from that obtainable with a symmetrical cable of conventional design (1.2 mm conductor diameter, Plate 2).

For spanning large distances, symmetrical cables may be equipped with repeaters which can be power-fed through a phantom circuit (Fig. 39(e)) via the quad.

4.2.4.4 Intrabundle systems

Because, for reasons of reduction of corona losses, many high voltage lines are constructed with bundle conductors having two or more conductors per phase, it is in principle possible to signal within a bundle. Although the sub-conductors are bonded from the power point of view at the substations, they could be lightly insulated one from the other throughout their length so as to provide a balanced twin H.F. signal circuit.

The intrabundle method is relatively new and has not yet been widely exploited, although experimental installations are being built in various countries. The method has been considered in the literature (Brestkina, Rabinovitch, Sidel'Nikov and Sokh, 1966; Fleischauer, Podszeck and Vogl, 1964). Centre tapped line traps were used to give a relatively narrow band carrier coupling into one phase of a balanced bundle conductor line with insulated spacers. The use of a $\frac{1}{4}$ wave line as a means of eliminating the line traps was discussed by Nakamura, (Nakamura, 1968) and a modified version, based on the system described in Section 4.2.4.1 which employed co-planar construction, was described by Pullen (Pullen, 1973) and shown both theoretically and in practice, to be capable of achieving a bandwidth between 3 dB points of 1.2 to 1.4 times the centre frequency with negligible insertion loss. No line traps are required and effective blocking is achieved by the subconductor short-circuit.

The propagation in an intrabundle line has been examined (Perz, 1968a and b) and it is characterised by being mostly of the one desired transverse mode (Sections 4.2.4.4, and 4.2.1.2). Because the conductors are relatively closely spaced, radiation is very low (Pullen 1975a) and frequency assignment problems are greatly eased. The desired mode is launched, maintained throughout the line length and utilised at the distant receiver. The line is correspondingly less vulnerable to external fields and common mode interference as, for example, from isolator operation which no longer appears in the receiver.

Because of the relatively wide bandwidth available in the $\frac{1}{4}$ wave coupling system (Pullen 1975b), a multi-channel carrier system can be used if required, although the upper frequency may have to be chosen to take account of attenuation distortion caused by the lump capacitance loadings resulting from the capacitances of the line insulators and spacers (Hasler, 1975). Several papers (Hasler, Martin and Pullen, 1975) consider the properties of such systems, and a computer program capable of modelling a complete line and the couplers has been developed at C.E.R.L. (Pritchard, 1977 a and b; Dewsnap, 1977).

Because of the technical advantages, it can be expected that intrabundle systems will come into commercial use particularly where the design of the line, from the power point of view, is capable of being influenced at

influencée dès les premières études pour tenir compte des nécessités des transmissions dès le début plutôt que par la suite.

Un rapport CIGRÉ (Lautensach, Martin, Nocker et Schumm, 1978) donne la description d'un système entre conducteurs d'un faisceau à 6 voies, avec des résultats de mesure et la comparaison avec les prévisions données par les calculs mentionnés plus haut.

4.3. Rapport signal sur bruit nécessaire

Pour transmettre des informations sur une voie C.P.L. sur laquelle existent des perturbations (voir paragraphe 4.2.3.), un certain rapport signal sur bruit (S/B) doit être assuré. Étant donné que le rapport (S/B) peut être différent selon le type d'information, la largeur de bande, le type de modulation, les conditions d'exploitation, etc., des chiffres et des renseignements propres à chaque cas sont donnés dans les paragraphes suivants.

4.3.1. Téléphonie

Pour la téléphonie, un rapport signal sur bruit psophométrique de 25 dB dans des conditions atmosphériques défavorables et dans les conditions de service, est considéré comme acceptable pour établir un projet. En exploitation courante, dans des conditions atmosphériques normales, ce rapport S/B devient meilleur et la qualité de la transmission est alors considérée comme bonne si le rapport psophométrique atteint environ 35 dB. Dans certains cas, il atteint même 50 dB ou mieux, en particulier si on utilise des compresseurs-expandeurs (voir paragraphe 4.4.3.). Pour des liaisons en série, ces chiffres s'appliquent au système total (voir paragraphe 4.3.4.).

4.3.2. Signaux

Pour les canaux harmoniques à déplacement de fréquence jusqu'à 1200 bauds, un rapport S/B d'environ 15 dB dans des conditions atmosphériques défavorables est considéré comme acceptable à l'établissement du projet. Une transmission des signaux de bonne qualité, en exploitation normale et dans de bonnes conditions atmosphériques, atteint un rapport S/B minimal de 25 dB.

4.3.3. Téléprotection

La détection par le récepteur d'un signal de déclenchement, d'accélération ou de verrouillage est un problème de décision. La théorie de la détection montre que l'énergie contenue dans le signal reçu est l'un des paramètres importants d'une détection optimisée. Comme l'énergie contenue est le produit de la puissance du signal par le temps d'intégration ou d'observation, les influences de la puissance émise, de l'affaiblissement de la voie de transmission et du temps d'intégration sont évidentes (la probabilité d'un déclenchement intempestif peut être diminuée de plusieurs ordres de grandeur en donnant un temps d'intégration supplémentaire) (Pullen, 1973, 1976).

Les applications télédéclenchement, déclenchement interdépendant et accélération nécessitent souvent une transmission sur une ligne en défaut. Par conséquent, le récepteur de téléprotection doit comporter des circuits spéciaux pour supprimer les bruits impulsifs de haut niveau et pour éviter des ordres intempestifs si le rapport S/B devient faible. Dans ce cas, des actionnements volontaires peuvent être retardés ou supprimés.

En pratique, un rapport S/B moyen de 12 à 15 dB, mesuré au point de décision dans le récepteur, conduit à une probabilité acceptable de détecter un actionnement volontaire. Ceci est valable pour un signal de veille aussi bien que pour un signal de commande utilisé pour un télédéclenchement, une accélération ou un verrouillage.

an early enough stage to take account of the H.F. transmission requirements at the outset rather than subsequently.

A description of a 6-channel intrabundle scheme, including measured results and a comparison with the above mentioned computer prediction, is given in a CIGRE paper (Lautensach, Martin, Nocker and Schumm, 1978).

4.3 Required Signal-to-Noise Ratio

To transmit information on a p.l.c. channel on which interference is present (see Section 4.2.3), a certain signal-to-noise (S/N) ratio has to be achieved. As S/N ratio may differ in relation to different types of information, bandwidth, modulation, working conditions etc., figures and pertaining data are given in the following sub-clauses.

4.3.1 Speech

For speech transmission, a signal-to-noise ratio of 25 dB (psophometric) under adverse weather and service conditions will be considered acceptable for design purposes. During normal operating and weather conditions this S/N ratio becomes higher and the quality of transmission will then be considered acceptable if the ratio reaches a 35 dB approximately (psophometric). In some cases it may even reach 50 dB or more, especially if companders are used (see Section 4.4.3). For cascaded links, these figures apply to the overall system (see Section 4.3.4).

4.3.2 Signals

For Frequency Shift Keying (FSK) signalling channels up to 200 baud, a S/N ratio of about 15 dB under adverse conditions is considered acceptable for design purposes. Good quality signal transmission under normal service and atmospheric conditions will be reached with S/N ratio of 25 dB minimum.

4.3.3 Teleprotection

The detection of a trip, acceleration or blocking signal at the receiver is a decision problem. Detection theory shows that the received signal energy is one of the important parameters of an optimized detection scheme. Since the energy is the product of received signal power and integration or observation time, the dependence on transmitter power, channel attenuation and observation time is obvious. (False trip probability may be reduced by orders of magnitude by allowing additional observation time.) (Pullen, 1973, 1976).

Direct tripping, intertripping or acceleration schemes often necessitate signalling through faulty lines. Therefore, the teleprotection receiver must be provided with special circuits to suppress the high impulse noise and to avoid false trip decisions if the S/N ratio becomes low. In the latter case, wanted actions may be delayed or suppressed.

In practice, a mean S/N ratio of 12 to 15 dB, measured at the decision point in the receiver circuit, may lead to an acceptable probability of detecting a wanted signal. This is true for a guard signal as well as for a command signal used for tripping, acceleration or blocking.

On doit en général s'accommoder des conditions suivantes pour la transmission de signaux de téléprotection :

- un bruit impulsif supplémentaire de grande amplitude dû à l'arc. En général, il disparaît au bout de 5 à 10 ms lorsque l'arc est établi;
- un affaiblissement en ligne supplémentaire dû au défaut (en général 4 à 12 dB);
- un bruit dû à l'effet de couronne ramené à un niveau relativement bas par le défaut;
- un bruit impulsif supplémentaire de grande amplitude d'une durée de 5 à 15 ms dû au disjoncteur au moment de l'élimination du défaut;
- un bruit impulsif supplémentaire de grande amplitude dans le cas de lignes longues avec des capacités en série dues au contournement des parafoudres et des disjoncteurs.

Il faut examiner avec soin ces conditions pour choisir une voie de téléprotection sûre et fiable.

Dans le cas de *déclenchement conditionnel ou d'accélération*, l'affaiblissement supplémentaire en ligne peut être compensé par une puissance supplémentaire disponible pour le signal de téléprotection qui peut être renforcé au moment de la commande (voir paragraphe 3.3.). Ceci signifie que la puissance du signal de veille peut être réglée à un niveau plus faible tant qu'il n'y a pas de défaut sur la ligne.

La situation est quelque peu différente lorsqu'il s'agit d'un *télédéclenchement*. Du fait de l'absence de relais de démarrage, la voie de transmission doit toujours être disponible pour donner un ordre de déclenchement même si du bruit est créé par une manœuvre sur le réseau. Un temps d'intégration plus long (35 ms par exemple) est en général nécessaire pour remplir ces conditions.

Une information de *verrouillage* est transmise sur des liaisons C.P.L. qui ne sont pas perturbées par des défauts en ligne; le problème principal est le bruit impulsif généré par l'amorçage du défaut qui ne doit ni pouvoir simuler un ordre de verrouillage sur la ligne en défaut ni pouvoir le supprimer sur une ligne saine. De même, le bruit impulsif généré par l'élimination du défaut ne doit pas supprimer l'ordre de verrouillage sur les lignes saines.

Par conséquent, dans les applications de verrouillage, les relais de protection ne peuvent être actionnées qu'après qu'un temps suffisant se soit écoulé pendant lequel on s'assure qu'il n'y a pas réception d'un ordre de verrouillage.

Dans les systèmes normalement au repos, il n'y a pas de signal de veille mais un signal d'horloge permet de contrôler à intervalles réguliers la liaison C.P.L.

Contrairement à la détection d'un signal par tout ou rien, la réception d'une valeur analogique (représentant par exemple une information de phase), permettant à un relais de protection de prendre une décision correcte, est un problème d'amplitude et de précision. Le rapport S/B nécessaire dans ce cas dépend de la tolérance sur les erreurs de la valeur permettant de prendre la décision. Une précision raisonnable nécessite un rapport S/B d'au moins 15 à 20 dB mesuré dans la largeur de bande à prendre en compte pour le bruit du circuit de décision.

For the transmission of teleprotection signals, the following conditions normally have to be faced:

- additional impulse-noise of high amplitudes caused by the arc. It usually dies out 5 to 10 ms after the fault is initiated.
- additional line attenuation caused by the line fault (normally 4 to 12 dB).
- corona noise reduced to a relatively low level by the line fault.
- additional impulse-noise of high amplitudes for 5 to 15 ms, caused by the circuit-breaker when clearing the line fault.
- additional impulse-noise of high amplitudes in case of long lines with series capacitors, caused by the by-passing voltage arresters and circuit breakers.

These conditions have to be considered carefully in selecting a reliable and secure teleprotection channel.

In permissive or acceleration schemes, the additional line attenuation can be compensated by the additional power available to the teleprotection signal by boosting (see Section 3.3). This means that the guard signal power may be set lower as long as no line fault is present on the line.

The situation is quite different in direct tripping schemes. Due to the absence of starting relays the channel must be continuously available for tripping even when noise is produced by switching on the network. To fulfil these conditions a longer evaluation time is generally necessary (e.g. 35 ms).

As blocking information is transmitted over p.l.c. links not affected by line faults, the main problem is the impulse noise produced by the onset of the line fault, which should neither simulate a blocking signal on the faulty line section nor suppress it on healthy line sections. Likewise, the impulse noise produced by clearing the line fault should not suppress the blocking signal on healthy line sections.

Therefore, in blocking systems, the protection relays are allowed to operate only after sufficient time has elapsed to ascertain that a blocking signal has not been received.

In quiescent systems no guard signal is available, but a clock signal at regular time intervals is able to monitor the power line carrier link.

In contrast to the detection of a simple command signal, the determination of a received analogue value, e.g. representing a phase quantity, is a matter of magnitude and accuracy, to enable the protection relay to make a correct decision. The required S/N ratio in this case depends on the tolerance allowed for the errors of the decision value. Reasonable accuracy requires a S/N ratio of at least 15 to 20 dB measured within the noise bandwidth of the evaluation circuit.

4.3.4. Calcul du rapport signal sur bruit pour des liaisons en série

Pour un projet de liaison de télécommunication, l'un des paramètres fondamentaux est le rapport signal sur bruit (S/B) mesuré en dB à l'entrée du récepteur.

Le bruit sur une liaison C.P.L. prend principalement sa source dans les décharges dues à l'effet de couronne le long de la ligne. Bien qu'il ne soit pas vraiment gaussien, ce bruit mesuré dans des largeurs de bande relativement étroites comme celles utilisées par les liaisons C.P.L., peut être considéré comme blanc.

Le niveau de signal reçu dépend du niveau de sortie de l'émetteur et de l'affaiblissement réellement présenté par la ligne entre l'émetteur et le récepteur.

Il convient de tenir compte du niveau de bruit correspondant à la largeur de bande réelle du récepteur. Comme le bruit blanc peut s'additionner si on raisonne en puissance, le bruit dans la voie réception peut être calculé à partir de niveaux de bruit donnés pour d'autres largeurs de bande.

Quand on calcule le rapport S/B pour des liaisons en série, il faut connaître le rapport S/B de chaque tronçon et appliquer la formule suivante :

$$S/B_T = 10 \log \frac{1}{10^{-\frac{S/B_{R1}}{10}} + 10^{-\frac{S/B_{R2}}{10}} + \dots + 10^{-\frac{S/B_{RM}}{10}}} \quad (85)$$

avec S/B_R = rapport signal sur bruit en dB.

Par exemple, pour 4 tronçons en série ayant respectivement les rapports S/B suivants :

$$\begin{aligned} S/B_{R1} &= 40 \text{ dB} & S/B_{R3} &= 37 \text{ dB} \\ S/B_{R2} &= 35 \text{ dB} & S/B_{R4} &= 30 \text{ dB} \end{aligned} \quad (86)$$

$$S/B_T = 10 \log \frac{1}{10^{-\frac{40}{10}} + 10^{-\frac{37}{10}} + 10^{-\frac{35}{10}} + 10^{-\frac{30}{10}}}$$

$$S/B_T = 10 \log \frac{1}{0,001616} = 10 \log 620 = 27,93 \text{ dB} \quad (87)$$

4.4. Caractéristiques des équipements

Les équipements émetteurs-récepteurs utilisés pour les liaisons C.P.L. ont été spécialement conçus à cet effet. L'émetteur est calculé pour fournir une puissance suffisante à la ligne d'énergie pour obtenir le rapport signal sur bruit nécessaire compte tenu des niveaux de bruit et de l'affaiblissement présent sur la liaison.

Il existe une commande automatique de gain (C.A.G.) dans le récepteur pour maintenir un niveau constant à la sortie à fréquences vocales malgré les variations de l'affaiblissement en ligne dues aux manœuvres haute tension dans les postes et les variations des conditions atmosphériques qui affectent aussi l'affaiblissement en ligne.

4.3.4 The calculation of signal-to-noise ratio for cascaded links

When a communication link is planned, one of the most important parameters is the signal-to-noise ratio (S/N) measured in dB at the receiver input.

The noise in a p.l.c. link originates mainly from corona discharges on the line. Although not a real Gaussian noise, when measured in the relatively narrow bandwidths used in p.l.c., it can be treated as Gaussian or white noise.

The received signal level depends on the output level from the transmitter and the actual line attenuation between transmitter and receiver.

The noise level must be specified for the actual frequency bandwidth of the receiver. Since white noise on a power basis is cumulative, the noise in the received channel can be calculated from noise levels given for other bandwidths.

When calculating the S/N for cascaded (or tandem) links, the S/N ratio for each separate link must be known and is in accordance with the following formula.

$$S/N_T = 10 \log \frac{1}{10^{-\frac{S/N_{R1}}{10}} + 10^{-\frac{S/N_{R2}}{10}} + \dots + 10^{-\frac{S/N_{RM}}{10}}} \quad \dots (85)$$

(SNR = Signal-to-noise ratio in dB).

Example: 4 links in cascade with the following S/N's:

$$\begin{aligned} S/N_{R1} &= 40 \text{ dB} & S/N_{R3} &= 37 \text{ dB} \\ S/N_{R2} &= 35 \text{ dB} & S/N_{R4} &= 30 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$S/N_T = 10 \log \frac{1}{10^{-\frac{40}{10}} + 10^{-\frac{37}{10}} + 10^{-\frac{35}{10}} + 10^{-\frac{30}{10}}} \quad \dots (86)$$

$$= 10 \log \frac{1}{0.001616} = 10 \log 620 = \underline{27.93} \text{ dB} \quad \dots (87)$$

4.4 Equipment Characteristics

The transmitting and receiving equipments used in p.l.c. links are especially designed for the purpose. The transmitter is arranged to deliver sufficient power into the particular line to ensure that the required signal-to-noise ratio is achieved in relation to the noise levels and attenuation existing on the line.

An automatic gain control (A.G.C.) is provided in the receiver circuit so as to maintain a constant level of audio frequency output, in

Le récepteur doit nécessairement avoir une excellente sélectivité afin de réduire les effets des perturbations dues aux sources extérieures et aux autres liaisons C.P.L. travaillant sur des fréquences proches. Le niveau des raies parasites autorisées au niveau de l'émetteur est sévèrement réglementé; il faut donc utiliser un amplificateur de puissance introduisant aussi peu d'intermodulation que possible.

Les équipements C.P.L. modernes utilisent la modulation d'amplitude à bande latérale unique (B.L.U.) afin de faire le meilleur usage possible de la puissance d'émission disponible et afin d'obtenir l'utilisation optimale du spectre des fréquences.

La plupart des équipements sont prévus pour une utilisation « téléphonie plus signaux ». Ceci conduit au problème de la répartition de la puissance émise entre les différents signaux et au problème de l'utilisation ou non de compresseurs-expandeurs dans la voie phonie. La figure 41 donne le schéma synoptique d'un équipement classique.

Les paragraphes suivants donnent quelques informations de base sur les méthodes de modulation.

4.4.1. *Type de modulation*

Les systèmes C.P.L. utilisent les méthodes de modulation suivantes :

4.4.1.1. *Modulation d'amplitude à deux bandes latérales (AM-DBL)*

En modulation d'amplitude à deux bandes latérales, une porteuse de fréquence et d'amplitude constantes est modulée en faisant varier son amplitude en fonction de celle du signal modulant. Le signal modulé résultant contient la fréquence porteuse d'origine plus deux bandes latérales, l'une supérieure et l'autre inférieure, dont les fréquences sont égales à la fréquence porteuse plus ou moins la fréquence du signal modulant. Par conséquent, la largeur de bande nécessaire pour la modulation d'amplitude est égale à deux fois la fréquence du signal modulant.

Cette méthode, utilisée au début des systèmes C.P.L., n'est pas beaucoup en usage aujourd'hui pour les motifs suivants :

- (a) sensibilité aux perturbations;
- (b) largeur de bande nécessaire qui ne permet pas une utilisation optimale du spectre disponible compte tenu de la croissance du réseau de télécommunication et des contraintes sur les bandes de fréquence;
- (c) nécessité de transmettre la porteuse à un niveau relativement élevé ce qui gaspille de l'énergie et peut provoquer des perturbations avec d'autres services radio.

4.4.1.2. *Modulation d'amplitude à bande latérale unique (B.L.U.)*

La modulation d'amplitude à bande latérale unique est une modulation d'amplitude classique avec suppression d'une des bandes latérales, en général à l'aide de filtres. Il est évident que la modulation B.L.U. nécessite une largeur de bande moitié de celle de la modulation d'amplitude classique D.B.L.

spite of variations in line attenuation caused by changing switching conditions in the substations and variations in atmospheric conditions affecting the line losses.

The receiver necessarily requires a high selectivity in order to reduce the effects of interference from external sources and from other p.l.c. links using adjacent frequency assignments. The levels of spurious emissions permissible at the transmitter are strictly controlled, and this necessitates use of a transmitter power amplifier which introduces as little intermodulation as possible.

Modern p.l.c. equipments use single-side-band (SSB) modulation in order to make the best use of the available transmitted power and to achieve optimal utilisation of the spectrum.

Most systems provide for 'speech plus signals' operation. This leads to the problem of the allocation of the transmitted power between the various channels and to the question as to whether compandors should or should not be used in the speech channel. A block diagram of a typical terminal is given in Fig. 41.

Some basic information on modulation methods is given in the following sub-sections.

4.4.1 Type of modulation

The following modulation methods are in use for p.l.c. systems:

4.4.1.1 Double sideband amplitude modulation (AM)

In double sideband amplitude modulation, a carrier of constant frequency and amplitude is modulated by varying its amplitude in proportion to the amplitude of a modulating signal. The resultant modulated signal contains the original carrier frequency plus two sidebands, above and below which frequencies are equal to the frequency of the carrier plus or minus the frequency of the modulating signal. Therefore, the required bandwidth for amplitude modulation is twice the bandwidth of the modulating signal.

This method, used in the early days of p.l.c. systems, is not in extensive use today because of:-

- (a) its susceptibility to interference;
- (b) its bandwidth requirement, which does not allow the optimal use of the available spectrum in relation to the growth of the telecommunication network and frequency band constraints;
- (c) the necessity of transmitting the carrier at a rather high level wastes power, and may cause interference with radio services.

4.4.1.2 Single sideband amplitude modulation (SSB)

Single sideband modulation is amplitude modulation with one sideband removed, usually by means of filters. It is obvious that SSB modulation bandwidth requirement is half that required for AM modulation.

Les avantages de la modulation B.L.U. par rapport à la modulation AM-DBL. sont :

- (a) amélioration du rapport signal sur bruit;
- (b) amélioration de l'utilisation du spectre des fréquences disponibles;
- (c) amélioration de la répartition de la puissance; la puissance émise est concentrée sur la bande latérale utile.

La modulation B.L.U. peut être utilisée avec une porteuse réduite ou une porteuse supprimée. Dans le premier cas, le principal avantage est de ne pas donner d'erreur sur la fréquence vocale démodulée. Dans le second cas, les principaux avantages sont la meilleure répartition en fréquence et la meilleure utilisation de la largeur de bande disponible.

La modulation d'amplitude à bande latérale unique est la méthode la plus couramment utilisée dans les systèmes modernes. Les valeurs recommandées sont données par la publication C.E.I. N° 495.

4.4.1.3. *Modulation de fréquence (F.M.)*

Dans la modulation de fréquence, la fréquence porteuse est modulée en faisant varier sa fréquence en fonction de l'amplitude et de la fréquence du signal modulant. Le signal modulé résultant contient de nombreuses raies de rang élevé, réparties symétriquement au-dessus et au-dessous de la porteuse. La largeur de bande nécessaire dépend de l'indice de modulation (l'indice, pour une fréquence modulante pure, est le rapport entre la déviation en fréquence due à cette fréquence et cette fréquence elle-même).

La largeur de bande nécessaire pour une transmission en modulation F.M. est grande, et compte tenu du spectre de fréquence disponible pour les liaisons C.P.L. qui est réduit, la modulation F.M. n'offre pas beaucoup d'avantages par rapport à la modulation B.L.U. En outre, la modulation F.M. produit des bandes latérales qui peuvent créer des perturbations avec d'autres liaisons C.P.L. travaillant sur le même réseau ou avec d'autres services. Par conséquent, on n'utilise en général pas la modulation F.M. pour les liaisons C.P.L.

4.4.2. *Équipement classique*

Les équipements C.P.L. les plus couramment utilisés ont en général un schéma synoptique peu différent d'un fabricant à l'autre sauf pour quelques détails. La figure 41 montre le schéma synoptique d'un équipement B.L.U. pour exploitation en téléphonie plus signaux.

Cet équipement est équipé de deux changements de fréquence avec suppression des bandes non désirées (en général on supprime la bande latérale inférieure au premier changement de fréquence et la bande supérieure au deuxième); la fréquence intermédiaire est comprise entre 12 et 20 kHz.

La porteuse réduite (prise au niveau de l'oscillateur à fréquence intermédiaire côté émetteur et dont la fréquence correspond à la fréquence zéro dans la bande à fréquences vocales) est utilisée pour le fonctionnement de la commande automatique de gain (C.A.G.) ainsi que pour créer la fréquence intermédiaire côté récepteur.

Dans le cas de porteuse supprimée, et quelquefois de porteuse réduite, une fréquence pilote est utilisée pour le CAG. Un oscillateur à quartz indépendant à grande stabilité est utilisé pour créer la fréquence intermédiaire.

The advantages of SSB modulation, in relation to AM modulation, are:-

- (a) improvement of signal-to-noise ratio;
- (b) improvement of the utilisation of the available frequency spectrum;
- (c) improvement of the power allocation: transmitted power is concentrated into the sideband being utilised.

SSB modulation can be used with either reduced or suppressed carrier. In the first case, the main advantage is to give zero error in the reconstituted voice frequency. In the second case, the main advantage is to get the best power allocation and the best use of the available bandwidth.

Single sideband amplitude modulation is the most commonly used system for present day applications. Recommended values are given in IEC Publication 495.

4.4.1.3 Frequency modulation (FM)

In frequency modulation, a carrier signal is modulated by varying its frequency in proportion to the amplitude of the modulating signal and at the rate of the modulating frequency. The resultant modulated signal contains many higher order sidebands, equally above and below the carrier. The required bandwidth depends on the modulation index (the single tone modulation index is the ratio of frequency deviation to tone frequency).

The required bandwidth for wideband FM modulation transmission is large, and in relation to the restricted frequency spectrum available for p.l.c. systems, FM does not offer many advantages compared to SSB modulation. In addition, FM modulation produces sidebands which may cause interference with other p.l.c. systems on the same network or with other services. Therefore FM modulation is not generally used for p.l.c. systems.

4.4.2 Typical equipment

The most commonly used p.l.c. terminals have a typical block-diagram which differs only in some details from one manufacturer to another. Fig. 41 shows the block-diagram of an SSB terminal for speech-plus-signals operation.

This terminal is fitted with two conversion mixers with suppression of unwanted bands (generally the lower band for the first conversion and the upper band for the second one); the intermediate frequency lies in the 12 to 20 kHz range.

The reduced carrier (taken from the intermediate frequency oscillator at the transmitter end and which frequency corresponds to the zero frequency in the voice frequency band) is used for the operation of an automatic gain control (AGC) at the receiver end and is also used for the creation of the intermediate frequency at the receiver end.

In the case of suppressed carrier, and sometimes for reduced carrier systems, a pilot frequency is used for the AGC. For the creation of the intermediate frequency a separate crystal oscillator of high stability is used.

La voie téléphonique peut être équipée d'un compresseur côté émetteur et d'un expasseur côté récepteur ; ce dispositif est facultatif.

4.4.3. Utilisation de compresseurs-expasseurs

Parmi les différents paramètres qui influencent la qualité d'un circuit téléphonique, la largeur de bande, la distorsion d'affaiblissement, la distorsion harmonique, la diaphonie et l'intermodulation peuvent dans une certaine mesure être maîtrisées. Le bruit dû à ces paramètres et le bruit propre à l'équipement se trouvent en général à des niveaux inférieurs à -60 dBmOp.

Au contraire, le bruit dû à des sources extérieures, comme par exemple le bruit de ligne, ne peut pas être facilement maîtrisé. Par conséquent, on doit avoir pour but de réduire le plus possible les effets de ce bruit afin d'obtenir un rapport S/B donnant une liaison acceptable.

Cependant, il n'est pas toujours possible de concevoir une liaison sans contraintes et il est par conséquent quelquefois nécessaire de supporter un niveau de bruit relativement élevé. Une méthode pour réduire les effets du bruit sur le circuit téléphonique est d'utiliser un compresseur-expasseur.

4.4.3.1. Théorie du fonctionnement

Les compresseurs-expasseurs téléphoniques, ou encore compresseurs-expasseurs de volume, sont utilisés depuis de nombreuses années sur les circuits téléphoniques longs et bruyants pour améliorer la qualité des liaisons par augmentation du rapport signal sur bruit. Ce résultat est obtenu par une compression dynamique du niveau instantané de la parole côté émission à l'aide d'un dispositif dit compresseur ; ainsi on amène le niveau moyen de la parole, et donc le rapport signal sur bruit, à une valeur plus élevée que celle qui existerait en l'absence de ce dispositif. Le dispositif complémentaire dit expasseur est situé côté réception et il restitue la parole avec sa plage dynamique originale (Fraser, Hass et Schachtman, 1967).

L'utilisation d'un compresseur-expasseur introduit les trois inconvénients principaux suivants :

- (a) tout paramètre (température ou vieillissement des composants) qui affecte le gain du compresseur ou de l'expasseur ou des deux a une influence sur l'affaiblissement global de la liaison (stabilité de l'affaiblissement global) ;
- (b) la réponse en fréquence apparente de la liaison, en présence de distorsion d'affaiblissement en ligne est altérée au point que l'expasseur l'amplifie par le taux d'expansion ;
- (c) les phénomènes transitoires au niveau du compresseur attaqué par la parole, et compte tenu de son temps de réponse, altèrent dans une certaine mesure la compréhension des syllabes ; ceci neutralise par conséquent d'une manière subjective le gain obtenu sur la qualité de la transmission par amélioration du rapport signal sur bruit ;

Cependant, ces inconvénients ne doivent pas être exagérés. Compte tenu des progrès de la technologie des semi-conducteurs, un compresseur-expasseur de conception moderne perturbera difficilement la stabilité de la liaison. L'altération de la réponse en fréquence n'est pas un problème difficile. L'altération de la liaison due à la réponse transitoire est légère si l'affaiblissement global est plus faible et si on prend soin d'éviter de connecter plus de deux tronçons de liaison tous deux équipés de compresseurs-expasseurs.

The speech channel may be fitted with a compressor at the transmitter end and an expander at the receiving end; this device is optional.

4.4.3 Use of companders

Among the various factors which influence the quality of a speech circuit, the bandwidth, attenuation distortion, harmonic distortion, crosstalk and intermodulation may be controlled to some degree. The noise resulting from these factors and the inherent noise of the equipment usually lie below -60 dBmOp.

On the contrary, noise originating from external sources, e.g. line noise, cannot be easily controlled. Therefore, one should aim at reducing the effect of this noise as much as possible, so as to achieve a S/N ratio allowing acceptable performance.

However, one is not always free to design the link without constraints, and it is therefore necessary sometimes to accept a rather higher noise level. A method for reducing the effect of noise in the speech circuit is to use a compander.

4.4.3.1 Theory of operation

Syllabic companders, or, more precisely, volume compressors and volume expanders, have been used for a number of years in noisy long distance telephone circuits in order to improve the transmission quality by increasing the signal-to-noise ratio. This is achieved by dynamic compression of the instantaneous speech level at the transmit end by a device called the compressor, thereby, increasing the average speech level, and hence the signal-to-noise ratio, to a higher value than would exist in the absence of the device. The inverse device is located at the receive end, called the expander, and this restores the speech to the original dynamic range (Fraser, Hass and Schachtman, 1967).

The use of a compander introduces three principal disadvantages

- (a) any parameter (e.g. temperature or ageing of component parts) which affects the gain of either the compressor or the expander or both will influence the overall loss of the circuit (stability of the overall loss);
- (b) the apparent frequency response of the circuit, when attenuation distortion is present on the line, will be impaired to the extent that the expander amplifies this by the expansion rate;
- (c) the transients present when a compander is attacked by, or is recovering from being attacked by, speech will impair the syllable articulation to some extent, and therefore subjectively counteract the gain obtained in transmission quality by improving the signal-to-noise ratio.

However, these disadvantages must not be exaggerated. With progress in semiconductor technology, a compander of modern design will hardly affect the circuit stability at all. The impairment of the frequency response is not a serious problem. The transmission impairment due to the transient response is slight when the overall loss of the

Un compresseur-expandeur, selon le but pour lequel il est conçu, donne une solution économique pour :

- (a) soit améliorer la qualité de la voie téléphonique
- (b) soit faire un meilleur usage de la puissance d'émission disponible (par exemple en permettant de franchir une distance plus grande).

4.4.3.2. Effet d'un compresseur-expandeur

Si l'affaiblissement global le permet, la qualité d'une voie téléphonique ayant un rapport S/B meilleur que 20 dB peut être améliorée de deux façons en utilisant un compresseur-expandeur.

- (a) d'une façon objective, il y a une amélioration due au rapport signal sur bruit plus élevé grâce à la compression. En pratique, un compresseur-expandeur relève le niveau moyen de la parole de quelque 5 dB (voir figure 42).
- (b) d'une façon subjective, la courbe de réponse de l'oreille humaine donne lieu à une autre amélioration du fait que pendant les silences, quand le gain de l'expandeur est commandé par le bruit, l'expansion provoque une réduction effective du bruit proportionnelle à son taux. Ainsi le faible niveau de bruit existant pendant les silences est masqué par le fort niveau de parole.

Si on suppose que le taux de compression est de 1 à 2 et le taux d'expansion de 2 à 1 et si on considère la figure 42, l'exemple suivant peut aider à comprendre le fonctionnement d'un compresseur-expandeur.

Avec un signal permanent de -15 dBmO à l'entrée du compresseur (voir figure 42) et un bruit en ligne de -25 dBmOp qui se retrouve à l'entrée de l'expandeur, le compresseur augmente le niveau du signal à $-7,5$ dBmO et il en résulte alors un rapport signal sur bruit de $-7,5 - (-25) = 17,5$ dB à l'entrée de l'expandeur.

L'expandeur restitue le signal avec son niveau d'origine de -15 dBmO, tout en maintenant le rapport signal sur bruit à la valeur qu'il a à l'entrée puisque le gain de l'expandeur est commandé par le mélange du signal et du bruit.

Ainsi on voit que le compresseur-expandeur donne une amélioration objective importante en augmentant le rapport signal sur bruit.

Bien entendu, cet effet n'a lieu que pour le bruit créé par la ligne ou injecté en ligne et non pas pour le bruit existant à l'entrée du compresseur.

On voit également sur la figure 42 que l'expandeur a un autre effet d'amélioration, qui est subjectif et dû au fait que, en l'absence de signal, le niveau de bruit est divisé par le taux d'expansion; ainsi, au lieu d'avoir un niveau de bruit de -25 dBmOp pendant les silences, on a un niveau de seulement -50 dBmOp (voir 4.4.3.3. (a)).

circuit is small, and when care is taken to avoid connection of more than two individually compandored circuit sections.

The compandor, depending upon the design objective, provides an economic solution for:

- (a) either improving the transmission quality of the speech circuit,
- or (b) making better use of the available transmit power (e.g. by bridging a longer line section).

4.4.3.2 The effect of a compandor

When the overall loss will allow it, the transmission quality of a speech circuit having a $S/N \gtrsim 20$ dB will be improved by the use of a compandor in two ways:

- (a) in an objective way, an improvement is obtained by the higher signal-to-noise ratio obtained from compression. In practice the compandor will raise the average speech level by some 5 dB (see Fig. 42).
- (b) in a subjective way, the masking effect of the human ear gives rise to another improvement by the fact that during the speech pauses, where the expander gain is controlled by the noise present, expansion results in an effective reduction of the noise by the expansion rate. Thus, the low noise present in the speech pauses will be masked by the high speech signal adjacent to them.

Assuming a compression rate of 1:2 and an expansion rate of 2:1 and considering Fig. 42 the following example may help in the understanding of a compandor.

With a steady-state signal of -15 dBm₀ present at the input of the compressor of the circuit shown on Fig. 42 and a line noise of -25 dBm_{0p} present at the input of the expander, the compressor will raise the signal level to -7.5 dBm₀, resulting in a signal-to-noise ratio of now $-7.5 - (-25) = 17.5$ dB at the input of the expander.

The expander will restore the signal to its original level of -15 dBm₀, maintaining the signal-to-noise ratio at the value present at the input, as the expander gain is governed by the aggregate level of signal and noise.

Thus, it is seen that the compandor results in a major objective improvement by raising the signal-to-noise ratio.

It is evident that this effect is only present for noise generated or injected in the transmission line, and not for any noise present at the input of the compressor.

It is further seen in Fig. 42 that the expander effects another improvement in a subjective way by the fact that, in absence of a signal, the noise level decreases by the expansion rate, that is, instead of a noise level of -25 dBm_{0p} during speech pauses, a noise level of only -50 dBm_{0p} will be present. (But see 4.4.3.3(a)).

Il résulte de ce qui précède que l'amélioration globale de la qualité d'une liaison ne peut être évaluée qu'au moyen d'essais subjectifs.

Pour la discussion qui suit, on a adopté la « méthode de jugement » développée par le British Post Office pour laquelle les essais sont effectués par un nombre suffisant de personnes qui conversent sur un circuit d'essai ayant un niveau de bruit et un affaiblissement ajustables à volonté. À la fin de la conversation, l'expérimentateur qualifie le circuit de façon subjective suivant les catégories indiquées dans le tableau 6.

L'« Istituto Superiore Poste e Telecomunicazioni Italiano » a effectué de nombreuses séries de mesures en utilisant cette méthode.

La figure 43 donne un extrait de résultats obtenus par cette méthode pour deux valeurs particulières de l'affaiblissement en ligne et en présence de bruit blanc. Les chiffres représentent la valeur moyenne des notes données à un circuit par différents expérimentateurs placés dans les mêmes conditions d'essai.

Par exemple pour un affaiblissement global de 15 dB qui peut être considéré comme une valeur maximale pour une voie de téléphonie par C.P.L., l'introduction d'un compresseur-expandeur améliore de façon subjective la qualité de la liaison d'environ 9 dB pour les niveaux de bruit compris entre - 40 et - 20 dBmOp. Pour des valeurs plus faibles de l'affaiblissement global, ce chiffre peut être plus élevé, allant couramment de 9 à 13 dB.

Tableau 6
Catégories de jugements subjectifs

Note	Qualification de la liaison
4	Excellente liaison. Il est possible d'être parfaitement décontracté pendant la conversation.
3	Bonne liaison. Il est nécessaire d'être attentif, mais sans excès, pendant la conversation.
2	Liaison moyenne. Il est nécessaire d'être très attentif pendant la conversation.
1	Mauvaise liaison. La conversation est possible, mais des difficultés apparaissent avec les mots peu courants.
0	Très mauvaise liaison. La conversation n'est possible qu'avec beaucoup de difficultés.

It follows from the above that the overall improvement of transmission quality can be assessed only in subjective tests.

For the following discussion the 'opinion method' developed by the British Post Office is adopted, whereby tests are carried out by a sufficient number of speakers conversing on a test circuit having adjustable line noise and overall loss under controlled conditions. At the end of the conversation the speaker quantifies the circuit subjectively into the following categories shown in Table 6.

The Istituto Superiore Poste e Telecomunicazioni Italiano has carried out extensive series of tests following this method.

An extract of the results so obtained under white noise conditions is shown in Fig. 43 for two specific values of the overall loss. The ordinate values represent the average of the marks assigned to a circuit by different speakers under the same test conditions.

For example, with an overall loss of 15 dB, which may be considered as a representative maximum for p.l.c. speech circuits, the introduction of a compandor will subjectively improve the transmission quality by about 9 dB in a range of noise levels from -40 to -20 dBmOp. For other lower values of the overall loss this figure may be greater, typically ranging from 9 to 13 dB.

Table 6

Subjective Judgement Categories

Mark	Qualification
4	Excellent circuit. It was possible to relax completely during the conversation.
3	Good circuit. It was required to pay a certain, but not excessive attention during the conversation.
2	Moderate circuit. It was necessary to pay a fair degree of attention during the conversation.
1	Poor circuit. Conversation was possible, but there were difficulties with unfamiliar words.
0	Very poor circuit. Conversation only possible with great difficulty.

4.4.3.3. *Application des compresseurs-expandeurs aux voies téléphoniques des C.P.L.*

(a) Il faut examiner l'usage éventuel de compresseurs-expandeurs si le niveau de bruit psophométrique moyen (valeur moyenne horaire sans compresseur-expandeur) est supérieur à -40 dBmOp sans excéder -20 dBmOp et si l'affaiblissement global est inférieur à 20 dB, mesuré entre les abonnés (en général de 6 à 10 dB).

(b) Afin de profiter pleinement de l'amélioration de la liaison, la limite supérieure de la bande des fréquences effectivement transmises pour la téléphonie ne doit pas être inférieure à 2 kHz environ.

(c) Des dispositions doivent être prises pour que les compresseurs-expandeurs d'une liaison formée par des tronçons en série ne soient pas tous en service mais seulement un compresseur (à l'extrémité émission) et un expandeur (à l'extrémité réception pour chaque sens de transmission. Ceci est facile à obtenir en rendant inopérants les compresseurs-expandeurs intermédiaires à partir de critères fournis par l'autocommutateur téléphonique. Si cette solution n'est pas possible, il est recommandé de ne pas mettre plus de deux tronçons équipés de compresseurs-expandeurs en série pour réaliser une liaison.

(d) Il convient de remarquer que le niveau moyen du bruit dû à l'effet de couronne des lignes haute tension étant difficilement prévisible, il faut tenir compte de ce fait lors de l'étude d'une liaison.

En général, l'utilisation de compresseurs-expandeurs permet d'obtenir des rapports signal sur bruit approchant 50 dB dans de bonnes conditions atmosphériques, ce qui correspond à un excellent circuit téléphonique.

Si le rapport signal sur bruit se détériore, l'amélioration apportée par les compresseurs-expandeurs devient moins significative si bien qu'à la limite, si par exemple le rapport signal sur bruit est égal à 15 dB, l'amélioration subjective peut être d'environ 10 dB.

4.4.4. *Répartition de la puissance entre les différents signaux d'une liaison multiplex*

Un équipement terminal C.P.L. de largeur de bande nominale « BW » kHz permet la transmission simultanée d'une voie téléphonique et de son canal d'appel plus un certain nombre de canaux harmoniques à déplacement de fréquence. La puissance d'émission disponible doit être répartie entre les différents signaux afin d'obtenir les meilleures performances possibles de l'équipement. Il existe différentes approches de ce problème qui sont exposées dans le paragraphe suivant.

4.4.4.1. *Répartition de la puissance, exemples de calcul*

La répartition de la puissance d'émission disponible entre les différents signaux est déterminée par les propriétés suivantes de chacun des canaux unitaires :

- largeur de bande à prendre en compte pour le bruit;
- rapport signal sur bruit nécessaire;
- méthode de modulation.

On fait les hypothèses suivantes :

- le réglage de l'écrêteur phonie est 0 dB. Pour des écrêteurs permettant d'autres réglages du niveau de la voie phonie, il faut en tenir convenablement compte pour la répartition de la puissance;

4.4.3.3 The application of compandors in P.L.C. speech circuits

(a) The use of compandors should be considered only when the average weighted telephone noise level (hourly mean value, less compandor) is above -40 dBmOp, but does not exceed -20 dBmOp, and the overall loss is no more than 20 dB, measured between subscribers (normally 6 to 10 dB).

(b) In order to make full use of the transmission improvement, the upper limit of the effectively transmitted speech frequency band should be no less than about 2 kHz.

(c) Compandors in circuits comprising several tandem sections should be so arranged that preferably only one compressor (at the transmit end) and one expander (at the receive end) are operative in each direction. This is easily achieved by disabling the compandors in the tandem equipments by criteria derived from the telephone switching equipment. If this proves impracticable, it is recommended that no more than two individually compandored tandem sections are utilized in a circuit.

(d) It has to be noted that the average corona noise level of any H.V. line is difficult to predict and due allowance should be made for this when planning a system.

Generally, use of compandors permits signal-to-noise ratios approaching 50 dB to be achieved under good weather conditions corresponding to a very good speech circuit.

When the signal-to-noise ratio worsens, the improvement introduced by the compandors becomes less significant such that, in extreme conditions, for example when the signal-to-noise ratio is 15 dB, the subjective improvement may be about 10 dB.

4.4.4 Allocation of power between multiplexed channels

A p.l.c. terminal having a nominal bandwidth of "BW" kHz allows the simultaneous transmission of a speech channel with its dialling channel plus a certain number of frequency shift keying (FSK) signal channels. The available transmitter power has to be allocated to the different types of signals in order to obtain the best possible performance from the p.l.c. terminal. The approaches to this may differ and will be explained in the following paragraph.

4.4.4.1 Power allocation, examples of calculation

The allocation of the available p.l.c. transmitter power between the types of signal is determined by the following properties of the individual sub-channels:

- noise-bandwidth
- required signal-to-noise ratio
- method of modulation

The following assumptions have to be made:

- the speech limiter rise is 0 dB.

- tous les canaux signaux utilisent la modulation à déplacement de fréquence;
- la plage de fonctionnement doit être égale pour tous les canaux (selon les paragraphes 4.3.1. et 4.3.2., le rapport S/B minimal requis est de 25 dB pour la phonie et de 15 dB pour les canaux signaux).

Deux approches sont alors possibles en gardant présent à l'esprit le paragraphe 5.4.2. de la recommandation C.E.I. No. 495 qui dit que :

« le rapport entre la puissance en crête de modulation et la puissance moyenne dépend de tous les facteurs qui influent sur le signal multiplex (niveau de la parole, présence ou absence d'un compresseur, nombre, type et niveau des signaux). À titre indicatif, on peut considérer que ce rapport se situe entre 8,5 et 10 dB dans des conditions de service normales. Si la voie phonie est chargée par le signal d'essai, ce rapport peut être plus faible, de 3,5 à 5 dB ».

Pratiquement, quel que soit le nombre de canaux, on peut supposer que, si la voie téléphonie est chargée par le signal d'essai :

- a) la somme des tensions à fréquence porteuse de tous les canaux unitaire est égale à la tension correspondant à la puissance en crête de modulation (PEP) de l'émetteur.

Si le nombre de canaux unitaires est au moins égal à 3 et si la voie téléphonie est chargée non plus par le signal d'essai mais effectivement par de la parole, on peut supposer que :

- b) la somme de la puissance à fréquence porteuse des canaux unitaires est égale à la puissance en crête de modulation (PEP) de l'émetteur moins 10 dB.

Ces deux approches conduisent respectivement aux deux formules suivantes en utilisant comme référence un canal harmonique à déplacement de fréquence à 50 bauds :

$$(a) \quad P_r = P_{PEP} - 10 \log \left[n_{si} \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{A \frac{B_a}{B_r}} \right]^2 \quad (88)$$

$$(b) \quad P_r = P_{PEP} - 10 - 10 \log \left[n_{si} \cdot \frac{B_{si}}{B_r} + \frac{B_{ts}}{B_r} + \frac{B_{rc}}{B_r} + \frac{B_a}{B_r} A \cdot 10^{-k} \right] \quad (89)$$

For limiters allowing other increases in the speech-channel level, a suitable allowance must be made in the power allocation.

- FSK is used for all signalling channels.
- the operating range for all sub-channels should be equal (according to clauses 4.3.1 and 4.3.2, a minimum S/N ratio of 25 dB for speech and 15 dB for binary signalling channels is required).

Two approaches are possible, having in mind IEC Recommendation No. 495 - clause 5.4.2 which states:

....'The ratio between peak envelope power and mean power will depend on all factors influencing the multiplex signal (speech level), presence or absence of a compandor, number, type and level of signal etc). For information purposes the ratio may be assumed to lie between 8.5 and 10 dB under average service conditions. When the speech channel is loaded with the test tone the ratio may be as low as 3.5 to 5 dB.'

In fact, whatever the number of sub-channels, considering the speech channel to be loaded by the test-tone signal, we can assume that:-

- (a) the sum of voltages of all individual sub-channels at carrier frequency is equal to the voltage corresponding to the peak envelope power (PEP) of the transmitter.

If the number of sub-channels is greater than ≈ 3 , considering the speech channel loaded not by the test tone but by the true speech signal, we can assume that:

- (b) the sum of the power in all individual sub-channels at the carrier frequency is equal to the peak envelope power (PEP) of the transmitter minus 10 dB.

The two approaches illustrated will lead to the following different formulas using a 50 Bd FSK channel as a reference:

$$(a) \quad P_r = P_{PEP} -10 \log \left[n_{si} \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{A \frac{B_a}{B_r}} \right]^2 \dots (88)$$

$$(b) \quad P_r = P_{PEP} -10 -10 \log \left[n_{si} \cdot \frac{B_{si}}{B_r} + \frac{B_{ts}}{B_r} + \frac{B_{rc}}{B_r} + \frac{B_a}{B_r} A \cdot 10^{-k} \right] \dots (89)$$

avec :

P_r = niveau du signal du canal de référence en dBm

P_{PEP} = puissance en crête de modulation de l'émetteur en dBm

B_r = largeur de bande à prendre en compte pour le bruit du canal de référence en Hz

n_i = nombre de canaux ayant une rapidité de modulation i donnée (voir tableau 7)

B_{s_i} = largeur de bande à prendre en compte pour le bruit, pour une rapidité de modulation i donnée, en Hz

B_{ts} = largeur de bande à prendre en compte pour le bruit du canal d'appel, en Hz

B_{rc} = largeur de bande à prendre en compte pour le bruit de la porteuse réduite, en Hz

B_a = largeur de bande à prendre en compte pour le bruit de la voie téléphonique, en Hz

$$b = \frac{S/B_{\min}(\text{téléphonie}) - S/B_{\min}(\text{canal signal}) - G_c - G_p}{10} \quad (90)$$

$A = 10^b$

k = facteur relatif au compresseur-expandeur

($k = 1$ sans compresseur-expandeur)

($k = 2$ avec compresseur-expandeur)

$S/B_{\min}(\text{téléphonie}) = 25 \text{ dB}$

$S/B_{\min}(\text{signal canal}) = 15 \text{ dB}$ } voir paragraphes 4.3.1. et 4.3.2.

G_c = gain du compresseur-expandeur

G_p = gain dû à la pondération psophométrique du bruit dans la voie téléphonique

En supposant que $A = 10$ sans compresseur-expandeur et $A = 1$ avec ce dispositif, et en ne tenant pas compte de la pondération psophométrique (qui a une valeur maximale d'environ 3,4 dB) par mesure de simplification, le niveau de tous les canaux unitaires peut être calculée à partir de P_r , comme l'indique le tableau 7.

L'addition des tensions des différents canaux plutôt que celle des puissances est une méthode prudente qui évite de surcharger l'émetteur et évite de créer des problèmes d'intermodulation. Il en résulte que la puissance moyenne du signal multiplex peut être considérablement inférieure à la puissance en crête de modulation. Si l'on admet des surcharges instantanées de l'émetteur, un supplément de puissance peut être attribué à tous les canaux ou à seulement quelques-uns d'entre eux, ce qui améliore leur rapport S/B.

Cependant dans les exemples suivants on utilise les deux formules afin de faire apparaître les différences existant entre elles.

Where:-

P_r = signal level of the reference channel in dBm

P_{PEP} = peak envelope power of the transmitter in dBm

B_r = noise bandwidth of the reference channel in Hz

n_{si} = number of sub-channels of a given transmission speed i (see Table 7)

B_{si} = noise bandwidth of sub-channel of a given transmitter speed i in Hz

B_{ts} = noise bandwidth of telephone signalling channel in Hz

B_{rc} = noise bandwidth of reduced carrier in Hz

B_a = noise bandwidth of the speech channel in Hz

$$b = \left[\frac{S/N_{\min(\text{speech})} - S/N_{\min(\text{sig. ch})} - G_c - G_p}{10} \right] \dots (90)$$

$$A = 10^b$$

k = factor related to the presence of compandor
($k = 1$ without compandor
 $k = 2$ with compandor)

$$S/N_{\min(\text{speech})} = 25 \text{ dB}$$

$$S/N_{\min(\text{sig. ch})} = 15 \text{ dB}$$

see clauses 4.3.1,
4.3.2

G_c = gain of compandor

G_p = gain due to psophometric weighting of noise on speech channel

Assuming $A = 10$ without the compandor, $A = 1$ with the compandor and for simplicity, ignoring the psophometric weighting (which has a maximum value of ≈ 3.4 dB), the level of all other sub-channels can be calculated from P_r as shown in Table 7.

By the conservative procedure of summing sub-channel voltages instead of powers any overloading of the transmitter and creation of inter-modulation problems is avoided. As a result the mean power of the multiplex signal may be considerably below the PEP. If instantaneous overloading of the transmitter can be accepted, more power can be allocated to all or some of the sub-channels, thus improving their S/N ratios.

However, in the following examples the two formulae will be used in order to point out the differences existing between them.

Tableau 7
Niveaux des canaux unitaires

Canal unitaire	Largeur de bande à prendre en compte pour le bruit B(Hz)	sans compresseur- expandeur	avec compresseur- expandeur
		Niveau (dBm)	Niveau (dBm)
Canal de référence (50 bauds)	80	P_r	P_r
i = 50 Bd	80	$P_r + 0$	$P_r + 0$
i = 100 Bd	160	$P_r + 3$	$P_r + 3$
i = 200 Bd (360 Hz)	240	$P_r + 5$	$P_r + 5$
i = 200 Bd (480 Hz)	320	$P_r + 6$	$P_r + 6$
i = 600 Bd	900	$P_r + 10,5$	$P_r + 10,5$
canal d'appel	doit être spécifié par le constructeur ; couramment : 80	$p_r + 0$	$P_r + 0$
porteuse réduite	doit être spécifiée par le constructeur ; couramment : 200	$P_r + 4$	$P_r + 4$
téléphonie (300 à 2000 Hz)	1700	$P_r + 23$	$P_r + 13$
téléphonie (300 à 2400 Hz)	2100	$P_r + 24$	$P_r + 14$
téléphonie (300 à 3400 Hz)	3100	$P_r + 26$	$P_r + 16$

a) Exemple 1

Besoins en canaux

Voie téléphonique : 300 à 2400 Hz

Canal d'appel : $B_{is} = 80$ Hz

Canaux signaux : 2 canaux 50 bauds

1 canal 200 bauds (480 Hz)

Table 7

Levels in Sub-Channels

Sub-Channel	Noise Bandwidth B (Hz)	Without Compandor	With Compandor
		Level (dBm)	Level (dBm)
Reference channel (50 Bd)	80	P_r	P_r
i = 50 Bd	80	$P_r + 0$	$P_r + 0$
i = 100 Bd	160	$P_r + 3$	$P_r + 3$
i = 200 Bd (360 Hz)	240	$P_r + 5$	$P_r + 5$
i = 200 Bd (480 Hz)	320	$P_r + 6$	$P_r + 6$
i = 600 Bd	900	$P_r + 10.5$	$P_r + 10.5$
telephone signalling channel	to be stated by manufacturer, typically: 80	$P_r + 0$	$P_r + 0$
reduced carrier	to be stated by manufacturer, typically: 200	$P_r + 4$	$P_r + 4$
speech (300 to 2000 Hz)	1700	$P_r + 23$	$P_r + 13$
speech (300 to 2400 Hz)	2100	$P_r + 24$	$P_r + 14$
speech (300 to 3400 Hz)	3100	$P_r + 26$	$P_r + 16$

(a) Example 1

Channel Requirements

- speech channel : 300 to 2400 Hz
- telephone signalling ch. : $B_{ts} = 80$ Hz
- data signalling channels : 2×50 Bd
 1×200 Bd (480 Hz channel spacing)

Équipement émetteur-récepteur C.P.L.

Bande nominale à fréquence porteuse : 4 kHz

Type de modulation : BLU à porteuse réduite

Puissance nominale à fréquence porteuse : 40 dBm, PEP

Porteuse réduite : $B_{rc} = 200$ Hz

Répartition de la puissance selon la formule (88)

	sans compresseur-expandeur	avec compresseur-expandeur
P_r	= + 13 dBm	+ 18,5 dBm
P_{50}	= + 13 dBm	+ 18,5 dBm
P_{200}	= + 19 dBm	+ 24,5 dBm
P_{ts}	= + 13 dBm	+ 18,5 dBm
P_{rc}	= + 17 dBm	+ 22,5 dBm
P_a	= + 37 dBm (signal d'essai)	+ 32,5 dBm

Répartition de la puissance selon la formule (89)

	sans compresseur-expandeur	avec compresseur-expandeur
P_r	+ 14,5 dBm	+ 19 dBm
P_{50}	+ 14,5 dBm	+ 19 dBm
P_{200}	+ 20,5 dBm	+ 25 dBm
P_{ts}	+ 14,5 dBm	+ 19 dBm
P_{rc}	+ 18,5 dBm	+ 23 dBm
P_a	+ 38,5 dBm	+ 33 dBm

b) *Exemple 2**Besoins en canaux*

Voie téléphonique : 300 à 2400 Hz

Canal d'appel : $B_{ts} = 80$ Hz

Canaux signaux : 9 canaux 50 bauds

Équipement émetteur-récepteur C.P.L.

Bande nominale à fréquence porteuse : 4 kHz

Type de modulation : BLU, porteuse réduite

P.L.C. Terminal

nominal c.f. band : 4 kHz
 type of modulation : SSB, reduced carrier
 nominal c.f. power : + 40 dBm, PEP
 reduced carrier : $B_{rc} = 200$ Hz

Power allocation by formula (88)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	= +13 dBm	+18.5 dBm
P_{50}	= +13 dBm	+18.5 dBm
P_{200}	= +19 dBm	+24.5 dBm
P_{ts}	= +13 dBm	+18.5 dBm
P_{rc}	= +17 dBm	+22.5 dBm
P_a	= +37 dBm (test-tone)	+32.5 dBm

Power allocation by formula (89)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+14.5 dBm	+19 dBm
P_{50}	+14.5 dBm	+19 dBm
P_{200}	+20.5 dBm	+25 dBm
P_{ts}	+14.5 dBm	+19 dBm
P_{rc}	+18.5 dBm	+23 dBm
P_a	+38.5 dBm	+33 dBm

(b) Example 2

Channel requirements

speech channel : 300 to 2400 Hz
 telephone signalling channel : $B_{ts} = 80$ Hz
 data signalling channels : 9×50 Bd

P.L.C. - terminal

nominal c.f. band : 4 kHz
 type of modulation : SSB, reduced carrier

Puissance nominale à fréquence porteuse : + 40 dBm, PEP

Porteuse réduite : $B_{rc} = 200$ Hz

Répartition de la puissance selon la formule (88)

	sans compresseur-expandeur	avec compresseur-expandeur
P_r	+ 11 dBm	+ 15,5 dBm
P_{50}	+ 11 dBm	+ 15,5 dBm
P_{ts}	+ 11 dBm	+ 15,5 dBm
P_{rc}	+ 15 dBm	+ 19,5 dBm
P_a	+ 35 dBm	+ 29,5 dBm

Répartition de la puissance selon la formule (89)

	sans compresseur-expandeur	avec compresseur-expandeur
P_r	+ 14 dBm	+ 18 dBm
P_{50}	+ 14 dBm	+ 18 dBm
P_{ts}	+ 14 dBm	+ 18 dBm
P_{rc}	+ 18 dBm	+ 22 dBm
P_a	+ 38 dBm	+ 32 dBm

c) *Exemple 3*

Besoins en canaux

Voie téléphonique : 300 à 2400 Hz

Canal d'appel : $B_{ts} = 80$ Hz

Canaux signaux : aucun

Équipement émetteur-récepteur C.P.L.

Bande nominale à fréquence porteuse : 4 kHz

Type de modulation : BLU, porteuse supprimée

Puissance nominale à fréquence porteuse : + 40 dBm, PEP

nominal c.f. power : + 40 dBm PEP
reduced carrier : $B_{rc} = 200$ Hz

Power allocation by formula (88)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+11 dBm	+15.5 dBm
P_{50}	+11 dBm	+15.5 dBm
P_{ts}	+11 dBm	+15.5 dBm
P_{rc}	+15 dBm	+19.5 dBm
P_a	+35 dBm	+29.5 dBm

Power allocation by formula (89)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+14 dBm	+18 dBm
P_{50}	+14 dBm	+18 dBm
P_{ts}	+14 dBm	+18 dBm
P_{rc}	+18 dBm	+22 dBm
P_a	+38 dBm	+32 dBm

(c) Example 3

Channel requirements

speech channel : 300 to 2400 Hz
telephone signalling channel : $B_{ts} = 80$ Hz
data signalling channels : -----

P.L.C. - terminal

nominal c.f. band : 4 kHz
type of modulation : SSB, suppressed carrier
nominal c.f. power : +40 dBm PEP

Répartition de la puissance selon la formule (88)

	<u>sans</u> <u>compresseur-expandeur</u>	<u>avec</u> <u>compresseur-expandeur</u>
P_r	+ 15 dBm	+ 24 dBm
P_{ts}	+ 15 dBm	+ 24 dBm
P_a	+ 39 dBm	+ 38 dBm

Répartition de la puissance selon la formule (89)

	<u>sans</u> <u>compresseur-expandeur</u>	<u>avec</u> <u>compresseur-expandeur</u>
P_r	+ 15,5 dBm	+ 24,5 dBm
P_{ts}	+ 15,5 dBm	+ 24,5 dBm
P_a	+ 39,5 dBm	+ 38,5 dBm

4.4.5. Détermination de la puissance d'émission

Compte tenu des rapports signal sur bruit indiqués pour la téléphonie et les signaux aux paragraphes 4.3.1. et 4.3.2., les calculs pour déterminer la puissance d'émission doivent tenir compte des niveaux relatifs des composantes du signal multiplex, du niveau du signal d'essai et des paramètres de la ligne. En général, les niveaux relatifs des composantes du signal multiplex d'un équipement émetteur-récepteur C.P.L. sont calculés avec les formules (88) et (89) (voir paragraphe 4.4.4.), en prenant en compte les rapports S/B dans les conditions les plus défavorables et en supposant que ces niveaux relatifs seront adoptés sur l'ensemble du réseau C.P.L.

Le niveau minimal d'émission P_r du canal de référence dans des conditions défavorables est donné par :

$$P_r = a_{L,max} + P_{cor}^* + S/B_{min} + a_{coupl} \quad (91)$$

avec :

$a_{L,max}$ = affaiblissement en ligne maximal dans des conditions atmosphériques défavorables ;

P_r = niveau d'émission du signal du canal de référence à la sortie de l'équipement (paragraphe 4.4.4.) ;

P_{cor}^* = niveau de bruit dû à l'effet de couronne dans la largeur de bande du canal de référence (Paragraphe 4.3.2.1.) ;

S/B_{min} = rapport S/B minimal acceptable pour les canaux de signaux (paragraphe 4.3.2.) ;

a_{coupl} = pertes de couplage à l'une des extrémités de la ligne (paragraphe 4.2.2.1.).

Power allocation by formula (88)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+15 dBm	+24 dBm
P_{ts}	+15 dBm	+24 dBm
P_a	+39 dBm	+38 dBm

Power allocation by formula (89)

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+15.5 dBm	+24.5 dBm
P_{ts}	+15.5 dBm	+24.5 dBm
P_a	+39.5 dBm	+38.5 dBm

4.4.5 Determination of sending power

With reference to the S/N ratios quoted for speech and signals in clauses 4.3.1 and 4.3.2, the calculations for determining sending power have to take into account the relative levels of the multiplexed signal, the level of the test tone, and the line parameters. Normally, the relative levels for multiplexed channels in a p.l.c. terminal are calculated with formulae (88) and (89) of Section 4.4.4, considering S/N ratios under adverse formulae conditions, with the assumption that such relative levels will be adopted for the entire p.l.c. network.

The minimum transmitted level P_r of the reference channel under adverse conditions is given by

$$P_r = a_{Lmax} + P_{cor}^* + S/N_{min} + a_{coupl} \quad \dots (91)$$

where:

a_{Lmax} is the maximum line loss under adverse weather conditions

P_r is the transmitted signal level of the reference channel at the terminal output (Section 4.4.4)

P_{cor}^* is the corona noise level within the bandwidth of the reference channel (Section 4.2.3.1)

S/N_{min} is the minimum acceptable S/N ratio for data signalling channels (Section 4.3.2)

a_{coupl} is the coupling loss at one line end (Section 4.2.2.1)

4.4.5.1. Exemples de calcul

a) Exemple 1

Équipement CPL :

puissance nominale de sortie : à déterminer porteuse supprimée
 mode d'exploitation : téléphonie seulement (300 à 2400 Hz).

Tension de la ligne d'énergie : 400 kV, $P_{\text{cor}(4\text{kHz})} = -10$ dBmCouplage : pertes de couplage, $a_{\text{coupl}} = 5$ dB

Affaiblissement en ligne :

$a_L = 15$ dB dans de bonnes conditions atmosphériques, plus 10 dB d'augmentation si elles sont mauvaises

Bruit dû à l'effet de couronne :

$$P_{\text{cor}}^* = -20 + 10 \log(80 \text{ Hz}/4000 \text{ Hz}) = -37 \text{ dBm}$$

dans de bonnes conditions atmosphériques, plus 10 dB d'augmentation si elles sont mauvaises.

Rapport S/B : $S/B_{\text{min}} = 15$ dB

Par conséquent, dans de mauvaises conditions atmosphériques :

	<u>sans</u> compresseur-expandeur	<u>avec</u> compresseur-expandeur
P_r	+ 18 dBm	+ 18 dBm
P_a	+ 42 dBm	+ 32 dBm
PEP	42,7 dBm	33,7 dBm

Dans de bonnes conditions atmosphériques, on obtient l'amélioration suivante des rapports S/B :

Rapport S/B	<u>Sans</u> compresseur-expandeur	<u>Avec</u> compresseur-expandeur
Canal de référence	35 dB	35 dB
Voie téléphonique	45 dB	50 dB

en supposant que le gain du compresseur-expandeur G_c soit de 15 dB lorsque les conditions atmosphériques sont bonnes.

b) Exemple 2

Équipement C.P.L. :

puissance nominale de sortie : à déterminer

porteuse réduite : $B_{rc} = 200$ Hz

mode d'exploitation : téléphonie + signaux (300 à 2400 Hz + 9 canaux 50 bauds)

4.4.5.1 Examples of calculation

(a) Example 1

- P.L.C. - terminal : nominal output power = to be determined
 suppressed carrier
 operation mode: speech only
 (300 to 2400 Hz)
- Line voltage : 400 kV: $P_{cor}(4 \text{ kHz}) = -10 \text{ dBm}$
- Coupling : coupling loss $a_{coupl} = 5 \text{ dB}$
- Line loss : $a_L = 15 \text{ dB}$ under good weather conditions
 plus 10 dB increment due to
 adverse conditions
- Corona noise : $P_{cor}^* = -20 + 10 \log\left(\frac{80 \text{ Hz}}{4000 \text{ Hz}}\right) = -37 \text{ dBm}$
 under good weather conditions
 plus 10 dB increment due to
 adverse conditions
- S/N ratio : $S/N_{min} = 15 \text{ dB}$

therefore under adverse conditions

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+18 dBm	+18 dBm
P_a	+42 dBm	+32 dBm
PEP	42.7 dBm	33.7 dBm

Under good weather conditions we obtain an improvement of S/N ratios such as

<u>S/N</u>	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
ref. ch.	35 dB	35 dB
speech ch.	45 dB	50 dB

based on the assumption that compandor gain $G_c = 15 \text{ dB}$ under good conditions.

(b) Example 2

- P.L.C. - terminal : nominal output power = to be determined
 reduced carrier: $B_{rc} = 200 \text{ Hz}$
 operation mode: speech + data
 300 to 2400 Hz + $9 \times 50 \text{ Bd}$

Tension de la ligne d'énergie : 400 kV ; $P_{\text{cor}(4 \text{ kHz})} = -10 \text{ dBm}$

Couplage : pertes de couplage, $a_{\text{coupl}} = 5 \text{ dB}$

Affaiblissement en ligne :

$a_L = 25 \text{ dB}$ dans de bonnes conditions atmosphériques plus 5 dB d'augmentation si elles sont mauvaises

Bruit dû à l'effet de couronne :

$P_{\text{cor}}^* = -37 \text{ dBm}$ dans de bonnes conditions atmosphériques plus 10 dB d'augmentation si elles sont mauvaises.

Rapport S/B : $S/B_{\text{min}} = 15 \text{ dB}$

Par conséquent, dans de mauvaises conditions atmosphériques :

	<u>sans</u> <u>compresseur-expandeur</u>	<u>avec</u> <u>compresseur-expandeur</u>
P_r	+ 23 dBm	+ 23 dBm
P_a	+ 47 dBm	+ 37 dBm
PEP	51,9 dBm	47,4 dBm

Dans de bonnes conditions atmosphériques, on obtient l'amélioration suivante des rapports S/B, en faisant les mêmes hypothèses que pour l'exemple 1 :

Rapport S/B	<u>sans</u> <u>compresseur-expandeur</u>	<u>avec</u> <u>compresseur-expandeur</u>
Canal de référence	30 dB	30 dB
Voie téléphonique	40 dB	45 dB

4.4.5.2. Limites de puissance d'une liaison C.P.L.

Les principales contraintes sur la puissance de sortie d'un équipement C.P.L. sont techniques, économiques et administratives (des règlements limitatifs sont applicables dans certains pays). Afin de réduire les perturbations dues aux systèmes C.P.L. classiques sur les autres systèmes de télécommunication (CIGRÉ, 1977) certaines Administrations Nationales des Télécommunications limitent la puissance maximale. Un niveau couramment admis côté ligne à haute tension du dispositif de couplage est de +40 dBm. On peut remarquer que ce niveau concerne la puissance moyenne à fréquence porteuse. La puissance d'émission à la sortie de l'équipement peut être plus élevée, d'une valeur égale aux pertes dans le dispositif de couplage. La puissance en crête de modulation de l'émetteur peut atteindre 50 dBm.

Des règlements particuliers existent dans certains pays pour les systèmes C.P.L. de protection normalement au repos ou pour les systèmes C.P.L. à renforcement momentané de la puissance pour les signaux de protection.

Comme la valeur la plus adéquate de la puissance d'émission d'un équipement C.P.L. dépend essentiellement du niveau de bruit sur la ligne et comme ce dernier est lui-même fonction de la tension du réseau, la puissance d'émission nécessaire d'une liaison C.P.L. peut être obtenue de différentes façons.

Line voltage	: 400 kV: $P_{\text{cor}}(4 \text{ kHz}) = -10 \text{ dBm}$
Coupling	: coupling loss $a_{\text{coupl}} = 5 \text{ dB}$
Line loss	: $a_L = 25 \text{ dB}$ under good weather conditions plus 5 dB increment due to adverse conditions
Corona noise	: $P_{\text{cor}}^* = -37 \text{ dBm}$ under good weather conditions plus 10 dB increment due to adverse conditions
S/N ratio	: $S/N_{\text{min}} = 15 \text{ dB}$

therefore under adverse conditions

	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
P_r	+23 dBm	+23 dBm
P_a	+47 dBm	+37 dBm
PEP	51.9 dBm	47.4 dBm

Under good weather conditions the improvement on S/N ratios is, with the same assumption as in example 1:

<u>S/N</u>	<u>without compandor</u>	<u>with compandor</u>
ref. ch.	30 dB	30 dB
speech ch.	40 dB	45 dB

4.4.5.2 Power limits for P.L.C. transmission

The main constraints on the p.l.c. output are technical and economic considerations, and regulatory limits applied in different countries. In order to minimise the interference from conventional p.l.c. systems to other communications systems (CIGRE 1977), some National Telecommunications Authorities limit the maximum power injected. A typical level on the high voltage line side of the coupling device is +40 dBm. Note that the above quoted level refers to the mean carrier frequency power. The transmit power at the equipment output may be higher than this by the amount of the loss of the coupling system. The equipment output PEP may be as high as 50 dBm.

Special regulations apply in some countries for normally quiescent p.l.c. protection systems, or for p.l.c. systems with temporary boosting of protection channels.

As the most convenient value for the sending power of p.l.c. terminals depends essentially on the noise level on the power line, and as the noise level itself is a function of the power system voltage, the required sending power for a p.l.c. system can be obtained in different ways.

4.4.6. Réponse en fréquence et distorsion non-linéaire à fréquences vocales

A cause du spectre des fréquences limité qui est disponible pour les liaisons C.P.L., on utilise des techniques de multiplexage. Des bandes de 2,5 ou 4 kHz sont souvent utilisées pour une exploitation mixte téléphonie + signaux.

La voie téléphonique (300-2000 Hz ou 300-2400 Hz ou encore 300-3400 Hz) peut également servir à d'autres usages comme des systèmes codés multifréquences, des signaux de protection ou des transmissions de données à moyenne et grande vitesses.

Les performances exigées de la voie téléphonique et des canaux signaux sont légèrement différentes et sont donc traitées séparément.

4.4.6.1. Performances demandées à la voie téléphonique

a) Affaiblissement total

Il s'agit de l'affaiblissement entre les deux extrémités d'un circuit à 800 Hz (voir recommandation C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.3.). Pour un circuit 4 fils, l'affaiblissement est normalement réglé à 0 dB. Pour un circuit 2 fils avec des transformateurs différentiels aux deux extrémités, on règle l'affaiblissement à une valeur de 2 à 7 dB pour assurer la stabilité.

b) Distorsion d'affaiblissement (réponse en fréquence)

Il s'agit de la variation d'affaiblissement par rapport à celui à 800 Hz dans la bande de fréquences utilisée. Le paragraphe 6.3.1. de la recommandation C.E.I. N° 495 donne les variations autorisées pour les différentes bandes (300-2000 Hz, 300-2400 Hz et 300-3400 Hz).

c) Distorsion non-linéaire

Cette distorsion comporte :

1) la distorsion harmonique

Il s'agit des harmoniques produits dans la bande des fréquences vocales par un signal sinusoïdal. Pour les signaux de parole, on recommande seulement d'avoir un taux global d'harmoniques meilleur que 3 % environ, mesuré par rapport au signal d'essai (voir également la recommandation C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.9.).

2) La distorsion d'intermodulation

Il s'agit du résultat de la combinaison de fréquences due à la non-linéarité (voir paragraphe 4.4.8.). En exploitation téléphonie + signaux, les produits d'intermodulation générés par les canaux à fréquence vocale situés hors de la voie téléphonique peuvent donner des signaux parasites dans cette voie.

Avec une valeur exigée de 60 dB pour le rapport signal sur bruit dans la voie téléphonique (voir la recommandation C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.11.), le niveau du bruit dû à l'intermodulation, rapporté au niveau du signal d'essai, doit être inférieur à - 60 dB (voir paragraphe 4.4.8.).

4.4.6 Frequency response and non-linear distortion of the audio channel

Owing to the restricted frequency spectrum available for p.l.c. links, use is made of multiplexing techniques. The base bands of 2.5 or 4 kHz are often used for speech + signals operation.

The speech channel (0.3 to 2.0, 0.3 to 2.4 or 0.3 to 3.4 kHz) can also be used for other services such as MFC-signalling (multitone frequency code), selective protection signalling or data communication with medium or high speed data modems.

The requirements for speech and data channels are slightly different and will be dealt with separately.

4.4.6.1 Requirements for the speech channel

(a) Total loss

This means end-to-end circuit attenuation measured at 800 Hz, (see IEC rec. no. 495, clause 6.3.3). In a 4-wire connection this loss is normally adjusted to 0 dB. In a 2-wire connection using hybrids at both ends a loss of 2-7 dB is usually used to ensure stability.

(b) Attenuation distortion (frequency response)

Loss deviation referred to 800 Hz over the range of frequencies of interest. IEC-rec. no. 495 clause 6.3.1 gives the allowable deviation for the different frequency bands (0.3 to 2.0, 0.3 to 2.4 or 0.3 to 3.4 kHz).

(c) Nonlinear distortion

This distortion consists of

(1) Harmonic distortion

This is the harmonic product of a sinusoidal tone excited in the audio band. For speech signals only a figure of better than approximately 3% for the total content of harmonic products referred to the tone level is recommended (see also IEC rec. no. 495, clause 6.3.9).

(2) Intermodulation distortion

This is the product of combination frequencies caused by nonlinearity (see Section 4.4.8). For speech + signals operation, intermodulation products caused by voice frequency channels outside the speech band can result in intermodulation distortion inside the speech band.

With the requirement of S/N = 60 dB in the speech band (see IEC rec. no. 495, clause 6.3.11), the intermodulation noise level referred to the test tone signal level should not be greater than -60 dB (see Section 4.4.8)

Si on suppose que les signaux des canaux harmoniques à fréquence vocale ont des niveaux inférieures de 10 à 20 dB à celui du signal d'essai, la somme des produits d'intermodulation pour tous les canaux harmoniques ne doit pas dépasser - 50 à - 40 dB par rapport au niveau du signal d'un canal harmonique.

4.4.6.2. Performances demandées aux canaux signaux

Les canaux de transmission de données ont des vitesses nominales de 50, 100, 200 ou 600 bauds pour ceux qui sont situés dans ou au-dessus de la voie téléphonique et 1200, 2400, 4800 ou 9600 bits/seconde pour ceux qui utilisent toute la bande à fréquence vocale.

a) Affaiblissement total de transmission

On utilise en général un circuit 4 fils et l'affaiblissement total de transmission est normalement égal à 0 dB.

b) Distorsion d'affaiblissement

On peut admettre une distorsion d'affaiblissement plus grande pour les canaux signaux que pour la voie téléphonique. La recommandation M 102 du C.C.I.T.T., figure 2/M 102, donne les limites de variation de l'affaiblissement global par rapport à celui à 800 Hz pour un circuit de qualité supérieure utilisé pour la transmission de données.

La C.E.I. ne donne pas de recommandation pour les limites de l'affaiblissement global d'une liaison C.P.L.; les valeurs données dans la recommandation C.C.I.T.T. susmentionnée peuvent servir de valeurs indicatives.

c) Distorsion de temps de propagation de groupe

Les limites de la distorsion de temps de groupe par rapport à la valeur minimale mesurée dans la bande 500-2800 Hz sont données sur la figure 3/M 102 de la recommandation C.C.I.T.T. M 102.

Les valeurs indiquées sur les figures 2/M 102 et 3/M 102 concernent l'ensemble de la liaison concernée.

Le paragraphe 6.3.6. de la recommandation C.E.I. N° 495 donne les limites de la distorsion de temps de groupe pour différentes largeurs de bande et pour une seule liaison C.P.L.. Les recommandations C.C.I.T.T. et C.E.I. concernent l'utilisation de modems travaillant à des vitesses de modulation de 1200 bauds ou plus. Pour des canaux de vitesse de modulation inférieure, les performances demandées sont différentes et concernent chaque vitesse individuellement.

Les modems travaillant à 1200 bauds ou plus ne peuvent pas être utilisés dans une voie téléphonique de largeur de bande 300-2000 Hz ou 300-2400 Hz. Si on utilise ensemble des modems fonctionnant à vitesses égale ou supérieure à 1200 bauds et des canaux harmoniques à déplacement de fréquence, il faut utiliser pour le modem un filtre spécialement conçu en ce qui concerne sa fréquence de coupure et sa distorsion de temps de groupe.

4.4.7. Sélectivité

D'après la recommandation C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.12, la paradiaphonie ne doit pas donner naissance à un bruit perturbateur pondéré dans la voie téléphonique d'un niveau plus élevé que - 60 dBmOp.

Ceci entraîne, pour un équipement C.P.L., que les fréquences d'émission doivent être affaiblies de telle façon qu'elles n'apparaissent pas côté réception avec des niveaux supérieurs à ceux indiqués plus haut. Le cas le plus critique a lieu lorsqu'on utilise des bandes adjacentes pour l'émission et la réception.

If it is assumed that the voice frequency telegraph (V.F.T.) signals are 10 to 20 dB lower than the test tone level, the sum of the intermodulation products from all V.F.T. channels must not exceed -50 to -40 dB, referred to the level of each V.F.T. signal

4.4.6.2 Requirements for the data channel

Data channels can be nominal 50, 100, 200 or 600-baud channels within or above the speech channel frequency band, and 1200, 2400, 4800 or 9600 bit/s channels using the total base band.

(a) Overall transmission loss

As 4-wire connection generally is used, overall transmission loss is normally 0 dB.

(b) Attenuation distortion

Higher attenuation distortion can be tolerated for data-channels than for speech channels. C.C.I.T.T. recommendation M 102, Fig. 2/M 102 gives the limits for overall circuit loss relative to that at 800 Hz for a special quality circuit used for data transmission.

I.E.C. has not given any recommendation for limits for the overall circuit loss for p.l.c. connections, but values given in the aforementioned C.C.I.T.T. recommendation can be useful as guiding values.

(c) Group delay distortion

In Fig. 3M/ 102 of C.C.I.T.T. recommendation M 102, are the limits for group delay relative to the minimum measured group delay in the 500-2800 Hz band.

The values given both in Fig. 2M/ 102 and Fig. 3/M 102 are given for the whole circuit used.

In clause 6.3.6 of I.E.C. recommendation no. 495, limits are given for group delay distortion for different bandwidths for a single p.l.c. link. Both the C.C.I.T.T. recommendation and the I.E.C. recommendation are related to the use of data modems operating at a modulation rate equal to, or higher than 1200 bauds. For channels with lower speed, the requirements are different and have to be relevant to the speed required.

Data modems for 1200 bauds and higher cannot be used for the speech bandwidth of 0.3 to 2.0 kHz and 0.3 to 2.4 kHz. When using data modems operating at rates equal to or higher than 1200 bauds, together with V.F.T. channels, a filter especially designed with regard to cut off, frequency and group delay distortion has to be used for the modem required.

4.4.7 Selectivity

In IEC rec. no. 495, clause 6.3.12, the near-end crosstalk shall not give rise to a weighted disturbance power of more than -60 dBmOp in the speech channel.

This means that in a p.l.c. terminal, the frequencies in the transmit band have to be attenuated so that they will not appear on the

La plage d'affaiblissement en ligne normalement couverte par les liaisons C.P.L. va de 10 à 40 dB, et même 60 dB dans certains cas très particuliers. Le transformateur différentiel placé côté ligne affaiblit les signaux essais de l'émetteur et allant vers le récepteur de 14 dB environ. Ceci signifie que les signaux émis entrent dans le récepteur avec des niveaux de -4 à $+26$ dB par rapport aux signaux reçus de l'autre extrémité, ceci en l'absence de filtres.

Selon les recommandations de la C.E.I., les filtres réception doivent affaiblir les signaux émis de plus de $(60 + 26 - x) = 86 \text{ dB} - x \text{ dB}$ par rapport aux signaux reçus dans la voie téléphonique. Dans ce cas, $x \text{ dB}$ est la différence de niveau entre le signal d'essai et le signal perturbateur venant de l'émission.

La paradiaphonie est due aux signaux de la voie téléphonique et à ceux des canaux harmoniques. Le niveau le plus élevé des canaux harmoniques se trouve normalement être inférieur de 10 à 15 dB à celui du signal d'essai. Pour satisfaire à la condition de -60 dBmOp , l'affaiblissement du filtre réception doit être :

$$86 - (10 \text{ à } 15) = 71 \text{ dB à } 76 \text{ dB}$$

La recommandation concernant le niveau de paradiaphonie pour la téléphonie elle-même (celui qui parle s'écoute en même temps) est de -40 dBmOp . L'affaiblissement du filtre réception doit être de $40 + 26 = 66 \text{ dB}$ pour atteindre ce résultat.

Les signaux venant des autres émetteurs C.P.L. exploités en parallèle sur la même ligne doivent être affaiblis de plus de 86 dB pour que la condition -60 dBmOp soit remplie.

Différents filtres du récepteur contribuent à donner cet affaiblissement mais l'essentiel de l'affaiblissement sur les bords de la bande reçue est obtenu par le filtre à fréquence intermédiaire (en général situé entre 12 et 24 kHz).

Du fait qu'il est difficile de réaliser des filtres avec des flancs raides, les fréquences proches des limites de la bande sont moins affaiblies. Les fréquences plus éloignées de la bande réception sont plus affaiblies.

La sélectivité effective d'un récepteur C.P.L. ne dépend pas uniquement des caractéristiques des filtres mais également de la linéarité des différents étages.

Les exigences quant à l'affaiblissement des signaux parasites en dehors de la bande minimale de réception sont souvent précisées comme dans l'exemple du Tableau 8.

4.4.8. *Distorsion d'intermodulation*

Dans un réseau non linéaire auquel on applique ensemble deux signaux sinusoïdaux ou plus, il apparaît une série de signaux sinusoïdaux supplémentaires. Il s'agit des harmoniques et des produits d'intermodulation des signaux appliqués.

Si on appelle $f_1, f_2, f_3 \dots f_k$, les fréquences des produits d'intermodulation sont de la forme :

$$f = m_1 f_1 + m_2 f_2 + m_3 f_3 + \dots m_k f_k$$

receive side by more than the above mentioned figure. The most difficult situation is when adjacent bands are used for the transmitter and the receiver.

The line attenuation which is normally covered by p.l.c. links will range from 10 to 40 dB, and in very special cases up to 60 dB. The hybrid circuit at the line side will attenuate signals from the transmitter to the receiver by, say, 14 dB. This means that the transmitted signals will occur at the receive side at levels of -4 to +26 dB relative to the received signals, without any filter attenuation.

Following IEC recommendations, the receive filters must attenuate the transmitted signals by more than $60 + 26 - x = 86 \text{ dB} - x\text{dB}$ relative to the received signals in the speech band. Here, $x\text{dB}$ is the level difference between test tone and the disturbing signal from the transmit side.

The near end crosstalk originates from signals from the voice frequency channels and from speech. The highest level from voice frequency channels normally is 10-15 dB lower than the test tone level. To satisfy the -60 dBmOp requirement, the receive filter attenuation must be

$$86 - (10 \text{ to } 15) = 71 \text{ dB to } 76 \text{ dB.}$$

The recommendation for near end crosstalk from own speech (the listener speaks to himself) is -40 dBmOp. The receiver filter attenuation for this purpose needs to be $40 + 26 = 66 \text{ dB}$.

Signals from other p.l.c. transmitters operating in parallel on the same line have to be attenuated by more than 86 dB to fulfil the -60 dBmOp requirement.

In the receiver different filters contribute to this attenuation, but the main part of the attenuation close to the received band is achieved by the intermediate frequency filter (normally in the range 12-24 kHz).

Because it is difficult to make filters with a steep cut-off, the frequencies close to the band limits are less attenuated. Frequencies further away from the receive band are more attenuated.

The effective selectivity of a p.l.c. equipment does not only depend on the filter characteristic but also on the linearity of the various stages.

Requirements for the attenuation of unwanted signals outside the nominal receive band are often given, as in the example shown in Table 8.

4.4.8 Intermodulation distortion

In a nonlinear network to which two or more sinusoidal signals are applied simultaneously, a series of additional sinusoidal signals will arise. These are all harmonics and intermodulation products of the applied signals.

If the frequencies of the applied signals are $f_1, f_2, f_3 \dots f_k$, the frequencies of the intermodulation products will be of the form

$$f = m_1 f_1 + m_2 f_2 + m_3 f_3 + \dots \dots m_k f_k .$$

Tableau 8
Affaiblissement des signaux hors bande

Fréquence hors bande kHz	Affaiblissement dB
0,3 0,3 à 4 supérieure à 4	supérieur ou égal à 70 70 à 90 supérieur ou égal à 90

Les coefficients $m_1, m_2, m_3, \dots, m_k$ sont des nombres entiers positifs ou négatifs, y compris zéro, mais deux d'entre eux au moins doivent être différents de zéro.

La somme des valeurs de $m_1, m_2, m_3, \dots, m_k$ est appelée l'ordre du produit d'intermodulation.

Pour mesurer l'intermodulation d'un équipement C.P.L., on n'applique en général que deux signaux f_1 et f_2 . Dans ces conditions les fréquences des produits d'intermodulation sont :

$$f = m_1 f_1 + m_2 f_2 \quad (93)$$

Les produits d'ordre pair ont des fréquences relativement éloignées de f_1 et de f_2 et présentent généralement moins d'intérêt.

Parmi les produits d'ordre impair, les deux produits d'ordre 3, dont les fréquences sont $(2f_1 - f_2)$ et $(2f_2 - f_1)$, sont les plus nuisibles puisque ce sont les plus proches de f_1 et f_2 (voir figure 44).

Par conséquent, il convient en général de faire très attention à ces deux produits d'intermodulation.

Il peut y avoir intermodulation en différents endroits d'un équipement C.P.L. Il faut surtout faire attention aux étages dans lesquels transite le mélange téléphonique plus signaux des canaux harmoniques et à l'étage de sortie (amplificateur de sortie, filtre et transformateur différentiel) côté émission et à l'étage d'entrée côté réception.

Il faut faire particulièrement attention à l'étage de sortie de l'émetteur ; en effet les produits d'intermodulation qui y prennent naissance provoqueront des perturbations dans les récepteurs dont les fréquences sont proches de celles de cet émetteur.

Dans un équipement C.P.L. ayant une bande de fréquences à l'émission B, deux signaux de fréquences quelconques comprises à l'intérieur de B donneront des produits d'intermodulation d'ordre 3 situés dans cette bande B ou dans des bandes adjacentes de chaque côté de B.

Les équipements C.P.L. modernes ont souvent les bandes émission et réception accolées. Par conséquent, les produits d'intermodulation d'ordre 3 de l'émetteur peuvent donner naissance à du bruit dans le récepteur du même équipement (voir figure 44).

Table 8

Attenuation of Signals Out of Band

Freq. Out of Band kHz	Attenuation dB
0.3	≥70
0.3-4.0	70-90
>4	≥90

Each factor $m_1, m_2, m_3 \dots m_k$ is a positive or negative integer, including zero, but two factors at least must differ from zero.

The sum of the numerical values of $m_1, m_2, m_3, \dots m_k$ is called the intermodulation order.

Generally, for measuring intermodulation in p.l.c. equipment only two signals (f_1 and f_2) are applied. Then the frequencies of the intermodulation products are:

$$f = m_1 f_1 + m_2 f_2 \quad \dots (93)$$

Even-order products have frequencies rather distant from f_1 and f_2 and generally are of minor interest.

Among the odd-order products, two 3-order products, with frequencies $(2f_1 - f_2)$ and $(2f_2 - f_1)$ are the most harmful ones, being closest to f_1 and f_2 see Fig. 44.

Generally, therefore, these products call for the closest attention.

Intermodulation can occur in different parts of a p.l.c. equipment. Most attention should be given to units carrying both speech and voice frequency telegraph (VFT) signals, the output stage (i.e. output amplifier, filter and hybrid circuit) on the transmit side and the input stage in the receiver.

Special attention should be paid to the output stage of the transmitter, since intermodulation products occurring here will cause distortion in receivers with frequency bands close to the transmit band.

In a p.l.c. equipment with a transmitted carrier frequency band of B, two signals with arbitrary frequencies within this band will cause 3rd order intermodulation products in this band or in the adjacent bands B on either side.

In modern p.l.c. equipment, the transmit and receive bands are often adjacent to each other. Consequently, 3rd order intermodulation products from the transmitter may give rise to noise in the local receiver, see Fig. 44.

La recommandation C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.11., mentionne un rapport signal sur bruit dans la voie téléphonique, dû au bruit thermique et au bruit de fond, égal ou supérieur à 60 dB. Au paragraphe 6.3.12., il est recommandé que le niveau de bruit dû à la diaphonie venant des canaux signaux soit meilleur que -60 dBmOp. Pratiquement des chiffres moins sévères sont souvent acceptables.

4.4.8.1. Exemple pratique de distorsion d'intermodulation

On suppose que l'affaiblissement global est égal à 30 dB entre les deux extrémités de la liaison. L'équipement doit être dans sa plage de fonctionnement garanti pour cette valeur d'affaiblissement en ligne.

Les circuits 4 fils émission et réception sont raccordés au circuit 2 fils côté ligne par l'intermédiaire d'un transformateur différentiel. L'affaiblissement d'adaptation du signal émission allant vers le récepteur du même équipement varie avec la stabilité de l'impédance de la ligne.

Admettons que 14 dB soit une valeur moyenne acceptable pour l'affaiblissement d'adaptation.

S'il y a des canaux harmoniques à déplacement de fréquence superposés à la voie téléphonique, la puissance disponible pour la transmission de la parole n'est inférieure à la puissance en crête de modulation que de seulement 6 à 12 dB environ. En général, c'est la voie téléphonique qui a le niveau le plus fort, mais dans certains cas particuliers, quelques canaux harmoniques peuvent être modulés avec le même taux qu'elle.

Tous les niveaux se rapportent à celui de la puissance en crête de modulation ($N_{P.E.P.}$).

Dans cet exemple, on suppose que l'émetteur est modulé par deux signaux f_1 et f_2 dont l'écart en fréquence est compris dans la bande émission B; chaque signal a un niveau de $N_{P.E.P.} - 10$ dB (31,6 % de modulation) (voir figure 44). Sachant que l'affaiblissement en ligne est égal à 30 dB et que l'affaiblissement d'adaptation dans le transformateur différentiel est égal à 14 dB, on peut alors trouver le niveau admissible pour les produits d'intermodulation donnant un rapport S/B de 60 dB dans la voie téléphonique (dû uniquement à ces produits d'intermodulation) (voir figure 45). On ne tient pas compte des autres pertes dans le transformateur différentiel parce qu'elles affectent également tous les signaux.

A l'entrée du récepteur, chacun des deux signaux a un niveau égal à :

$$N_R = N_{P.E.P.} - 10 \text{ dB} - 30 \text{ dB} = N_{P.E.P.} - 40 \text{ dB} \quad (94)$$

Si on suppose que les produits d'intermodulation sont affaiblis de xdB par rapport à $N_{P.E.P.}$, le niveau des produits d'intermodulation dus à l'émetteur mesuré à l'entrée du récepteur est :

$$N_I = N_{P.E.P.} - x - 14 \text{ dB} \quad (95)$$

ce qui donne :

$$S/B = \frac{N_R}{N_I} = N_{P.E.P.} - 40 \text{ dB} - (N_{P.E.P.} - x - 14 \text{ dB}) = x - 26 \text{ dB} \quad (96)$$

Pour avoir un rapport signal sur bruit (dû aux produits d'intermodulation) égal à 60 dB, il faut avoir $x = 86$ dB.

IEC rec. no. 495, clause 6.3.11 recommends a signal-to-noise ratio (S/N) in the speech channel equal to or greater than 60 dB, due to thermal noise and hum. In clause 6.3.12 the recommendation for noise level due to cross-talk from signal channels should be better than -60 dBmOp. In practice lower figures are often acceptable.

4.4.8.1 Practical example of intermodulation distortion

A total attenuation of 30 dB is presumed from the local to the far end p.l.c. bay. With this attenuation, the equipment should operate within its guaranteed specifications.

The 4-wire transmit and receive sides are connected to the 2-wire line side by means of a hybrid circuit. The transhybrid loss of the transmitted signal arriving at the local receiver will vary with the stability of the line impedance.

Let us consider 14 dB as a normal mean value of the transhybrid loss.

If VFT channels are superimposed on the speech channel, then the power available for speech transmission is only about 6 to 12 dB below the P.E.P. level. Normally, the speech channel has the highest level, but in special cases some VFT channels may be modulated to approximately the same depth as the speech channel.

All levels are referred to the Peak Envelope Power Level ($L_{P.E.P.}$).

In the present example, we presume the local transmitter to be modulated by two tones, f_1 and f_2 with a frequency separation within the send band B, each with a level of ($L_{P.E.P.}$) - 10 dB (31.6% modulation), see Fig. 44. With a line attenuation of 30 dB and a balance loss of 14 dB in the hybrid circuit, we may now find the permissible level of intermodulation products corresponding to a S/N ratio (due to intermodulation products) of 60 dB in the speech channel, see Fig. 45. (Other losses in the hybrid circuit are ignored, because they are common to the various signals.)

At the receiver input each of the two tones will have a level

$$L_R = L_{P.E.P.} - 10 \text{ dB} - 30 \text{ dB} = L_{P.E.P.} - 40 \text{ dB} \quad \dots (94)$$

Assuming that the intermodulation products are attenuated by X dB relative to $L_{P.E.P.}$, the level of the intermodulation products from the local transmitter as measured at the receiver input becomes:

$$L_I = L_{P.E.P.} - X - 14 \text{ dB}, \text{ giving} \quad \dots (95)$$

$$S/N = \frac{L_R}{L_I} = L_{P.E.P.} - 40 \text{ dB} - (L_{P.E.P.} - X - 14 \text{ dB}) = X - 26 \text{ dB} \quad \dots (96)$$

In order to obtain S/N (due to intermodulation products) = 60 dB it is necessary to have

$$X = 86 \text{ dB}$$

Ceci implique que le niveau des produits d'intermodulation doit se trouver à 76 dB en-dessous du niveau des deux signaux ($N_{PEP} - 10$ dB). C'est une exigence très sévère qui doit être satisfaite dans les conditions normales d'exploitation.

En général, les autres signaux situés dans la bande ont un niveau inférieur à celui de la voie téléphonique. Cependant ils sont souvent nombreux si bien que leur somme n'est pas du tout négligeable; dans ce cas, la somme des produits d'intermodulation peut être du même ordre de grandeur que dans l'exemple précédent.

En général, la source la plus importante des produits d'intermodulation est l'amplificateur de puissance. Cependant il convient également d'examiner le pré-amplificateur, le filtre émission, le transformateur différentiel et le dispositif de couplage.

4.4.9. *Bruit engendré par les équipements*

La publication C.E.I. N° 495, paragraphe 6.3.11, indique que le niveau de bruit téléphonique pondéré mesuré à la sortie de la voie téléphonique ne doit pas excéder -60 dBmOp. L'expérience montre que ce chiffre a une portée limitée puisque dans les conditions d'exploitation, le bruit dû à l'effet de couronne est le bruit dominant et il a un niveau de l'ordre de -40 dBmOp. Un chiffre plus réaliste pour les conditions d'exploitation est -55 dBmOp.

4.5. Attribution des fréquences

Un problème important est celui de l'utilisation et de la conservation dans le temps du spectre des fréquences qui sont attribuées aux liaisons C.P.L., dans le but de faire bon usage des bandes disponibles tout en évitant les perturbations entre liaisons C.P.L. et aux autres systèmes. Dans ce chapitre, on examine quelques-uns des principaux problèmes liés à l'attribution des fréquences.

4.5.1. *Largeur de bande des systèmes et espacement des canaux*

Lors de l'étude et de la mise en place d'un réseau C.P.L., il est très important de choisir le système exigeant l'encombrement minimal en fréquence pour répondre aux services demandés. La gamme des fréquences allouée aux C.P.L. est divisée en bandes nominales des fréquences porteuses de 4 ou 2,5 kHz ce qui donne deux plans d'attribution des fréquences différents.

Les systèmes C.P.L. correspondants sont différents en ce qui concerne la qualité de la voie téléphonique et le nombre des canaux signaux. Il n'est pas recommandé de mélanger les deux systèmes car il en résulterait une mauvaise utilisation du spectre. Il est donc indispensable de choisir dès le début soit l'espacement de 2,5 kHz soit celui de 4 kHz. On donne ci-après une liste de quelques-uns des paramètres qui doivent être examinés pour faire ce choix.

a) Il faut estimer la capacité totale de transmission du réseau pour les 10 à 15 années à venir au moins. Pour chaque liaison de ce réseau, il faut évaluer le nombre de canaux de différente nature, à savoir :

- nombre de voies téléphoniques;
- nombre de canaux de protection;
- nombre de canaux signaux (50 bauds, 200 bauds,...);
- nombre de canaux de transmission de données.

This means that the level of the intermodulation products must lie 76 dB below the level of the two tones (Lp.E.p. - 10 dB). This is a very strict requirement, which will have to be satisfied during normal operation conditions.

Normally, the remaining signals in the band have a lower level than that of the speech channel. However, they are often numerous, so that their sum may be rather important, in which case, the sum of the intermodulation products may be of the same order as in the present example.

Normally, the most important contribution to the intermodulation products originates from the power amplifier. However, the preamplifier, transmit filter, hybrid circuit and line coupling unit should also be considered.

4.4.9 Noise generated within the terminals

IEC publication no. 495, clause 6.3.11, states that the weighted telephone noise level measured at the speech output shall not exceed -60 dBmOp. Experience shows that this figure has limited significance, as under operational conditions the corona noise is dominant, in the order of -40 dBmOp. Under operational conditions a more realistic figure is -55 dBmOp.

4.5 Frequency Assignment

An important consideration is that of the utilisation and conservation of the frequency spectrum which has to be assigned to p.l.c. systems so as to make efficient use of the available bands, whilst avoiding interferences between different p.l.c. and other systems. In this section some of the principal considerations affecting frequency assignment are outlined.

4.5.1 Channel spacing and system bandwidth

When planning and building a p.l.c. network, it is very important to choose a system that requires a minimum of frequency space for the total facilities to be provided. The frequency range allocated is divided into nominal carrier frequency bands of 4 or 2.5 kHz, giving two different frequency assignment schemes.

The corresponding p.l.c. systems differ in respect of speech channel quality and the number of signal channels. It is not advisable to mix the two types of system because this would result in poor spectrum utilisation. It is therefore necessary to choose either the 2.5 kHz or the 4 kHz scheme from the outset. Listed below are some of the factors which must be considered in making this choice.

(a) The total transmission capacity of the network for a period of at least 10 to 15 years ahead should be estimated. For each section in the network, the number of different channels should be specified, i.e.:-

- number of speech channels
- number of relay protection channels
- number of signal channels (50 baud, 200 baud etc.)
- number of data transmission channels

Il convient de choisir pour la voie téléphonique entre une bande étroite (300 à 2000 Hz) ou une bande plus large (300 à 2400 Hz). La bande la plus large doit de toute façon être utilisée dans les réseaux où il y aura plus de 2 ou 3 tronçons en série. Il est alors possible de calculer l'utilisation du spectre global.

b) Les modems normalisés pour voies de transmission de données ont souvent une fréquence centrale égale à 1700 ou 1800 Hz et ils ne peuvent donc pas facilement être utilisés dans un système à 2,5 kHz.

c) Un espacement de 4 kHz est facile à adapter aux normes des administrations des P.T.T. de nombreux pays et les équipements de modulation des liaisons radio des compagnies d'électricité ont souvent une bande de 4 kHz. Ainsi, il est facile de relier un système C.P.L. à 4 kHz à une liaison radio ou à un circuit P.T.T., si les problèmes de monopole ne s'y opposent pas.

En ce qui concerne l'espacement des fréquences pour les deux sens de transmission d'une liaison C.P.L., il est intéressant d'utiliser des bandes accolées parce que le plan de fréquences en est facilité et que les circuits-bouchons sont plus efficaces et moins chers. Dans certains cas (puissance importante transitée par la ligne d'énergie), il peut être nécessaire d'avoir un, deux ou un multiple de deux canaux de séparation pour les fréquences attribuées aux deux sens de transmission.

D'un point de vue économique, il peut sembler séduisant d'utiliser des équipements à la sélectivité médiocre. Ceci est possible dans un petit réseau mais la mauvaise utilisation du spectre posera des problèmes qui augmenteront avec le temps au fur et à mesure que le réseau se développera et que de plus en plus de liaisons seront nécessaires.

4.5.2. *Influence du réseau sur l'attribution des fréquences*

Les lignes d'énergie utilisées pour la transmission de signaux sont équipées de circuits-bouchons. Bien que ces derniers limitent le transfert d'énergie à haute fréquence de la ligne vers le poste selon la configuration haute tension, ils n'ont pas une efficacité totale. Il n'est donc pas possible, sauf à prendre des mesures particulières, de réutiliser sur une ligne une fréquence employée sur une ligne adjacente.

Pour réduire la diaphonie, les circuits de parole qui utilisent la même fréquence porteuse doivent donc être séparés géographiquement par une distance assurant de préférence une différence de 60 dB entre le niveau du signal utile et celui du signal perturbateur (affaiblissement diaphonique de 60 dB). Ainsi la diaphonie se situe quelque part vers le seuil d'audibilité et elle sera généralement masquée par le niveau de bruit de fond. Un rapport signal sur bruit de 40 dB est suffisant pour les applications de la téléconduite.

Pour s'assurer du respect de ces exigences, il est nécessaire de connaître de combien est affaibli un signal à fréquences porteuses à travers un poste, d'une ligne à une autre. Cependant il est malheureusement impossible de donner des valeurs d'affaiblissement dans les postes valables dans tous les cas puisque celui-ci dépend de la fréquence, de la taille du poste, du mode de couplage (couplage phase-terre ou inter-phase), de la structure des lignes, des conducteurs choisis pour le couplage et de l'impédance des circuits-bouchons. L'expérience a montré que les valeurs minimales suivantes sont valables pour l'affaiblissement à travers les postes sans qu'il y ait de transformateur de puissance :

avec un couplage phase-terre : 10 à 15 dB

It is necessary to choose between a narrow band (300 to 2000 Hz) or a broader band (300 to 2400 Hz) speech channel. The broader band should in any case be used in networks with more than 2 to 3 sections in tandem. It is now possible to calculate the total spectrum use.

(b) Standard modems for data transmission channels often use 1700 to 1800 Hz as their centre frequency and they cannot therefore readily be used in a 2.5 kHz system.

(c) A 4 kHz spacing is easily adaptable to the standards of the PTT Administrations in different countries and modulation equipment for radio links used by Power Authorities often has 4 kHz as standard. Thus, it is easy to connect a 4 kHz p.l.c. system to a radio link system or a PTT network, where monopoly considerations permit the latter.

Concerning the frequency spacing between the two directions in a p.l.c. system, it is advantageous to use adjacent bands because the frequency planning is made easier and the line traps are more efficient and cheaper. In some cases (high transmitted power), it can be necessary to have one, two, or multiples of two, channels separating the frequencies assigned to the two directions.

From the economical point of view, it may be attractive to use equipment with poor selectivity. This is possible in a small network, but the inefficient use of the spectrum results in increasing difficulties at a later stage when the network grows and more systems are required.

4.5.2 Network considerations affecting frequency assignment

Power lines used for carrier transmission are equipped with line traps. Although these should limit the transfer of high frequency energy from the line into the station due to changes in power system configuration they are not completely effective. It is therefore not possible, without taking special measures, to re-use a frequency employed in one network section in an adjacent section.

To reduce crosstalk, speech circuits employing the same carrier frequency (CF) must therefore be spaced geographically at a distance which ensures a level difference of preferably 60 dB between the useful signal and the disturbing signal, i.e. a crosstalk attenuation of 60 dB. Crosstalk will then be somewhere near the threshold of audibility and generally be masked by the general noise level. A signal-to-noise ratio of 40 dB will suffice for telecontrol applications.

To ensure compliance with these requirements, it is necessary to know the degree of attenuation a CF signal is suffering due to crosstalk through a substation from one line to the next. Unfortunately however, it is not possible to state general values for the station attenuation, since this depends on the frequency, the size of the substation, the type of coupling (phase-to-ground or phase-to-phase coupling), the configuration of the lines, the conductors selected for coupling and the impedance of the wave traps. Practical experience indicates the following minimum values for the attenuation in stations without an interposed power transformer:

with phase-to-ground coupling 10 to 15 dB

avec un couplage inter-phase : 15 à 20 dB
(dans la phase de fréquences 50 à 100 kHz)

On remarque une augmentation notable de ces valeurs pour des fréquences plus élevées. D'une façon générale, il convient d'avoir deux tronçons de ligne (3 postes) entre deux liaisons C.P.L. utilisant les mêmes fréquences sur un réseau donné. Cependant, avant d'appliquer cette règle, il est prudent de s'assurer qu'on n'est pas placé dans des conditions défavorables (poste de petites dimensions, lignes courtes présentant un petit affaiblissement), et en particulier de vérifier que des fréquences basses ne soient pas utilisées.

Le sens de transmission a également son importance. La figure 46 montre trois exemples de réutilisation des mêmes fréquences dans un réseau (Alsleben et Bergmann, 1970). Dans le premier exemple, l'affaiblissement diaphonique est indépendant des deux tronçons de ligne utilisés comme supports de transmission. Dans l'exemple 2 par contre, l'affaiblissement diaphonique diminue dans le récepteur lorsque l'affaiblissement en ligne augmente uniquement sur le tronçon le concernant à cause, par exemple, du givre ou d'une mise à la terre de la ligne. Dans l'exemple 3, l'affaiblissement diaphonique est plus faible pour le récepteur situé dans le poste B, d'une valeur égale à l'affaiblissement du tronçon A-B; et le problème de la réutilisation des mêmes fréquences après deux seulement ou après trois tronçons doit dans ce cas être très soigneusement étudié.

Dans les postes comportant des transformateurs entre deux réseaux à tensions différentes et des jeux de bancs pour ces deux réseaux, l'affaiblissement peut atteindre 60 dB au moins si bien que, dans ce cas particulier, il est peut-être possible d'utiliser les mêmes fréquences sur chaque réseau. La condition préalable est cependant de connaître avec précision l'affaiblissement du poste pour toutes les configurations haute tension possibles.

Dans de nombreux cas, les postes ne sont pas disposés en série comme sur la figure 46 mais ils sont les nœuds d'un réseau maillé. Cette configuration rend la réutilisation des fréquences difficile. On peut avoir recours à l'augmentation de l'affaiblissement des postes au moyen de circuits de découplage des réseaux haute tension.

L'impédance d'entrée d'un poste est généralement capacitive; ainsi, avec les circuits-bouchons, il forme un filtre ayant des caractéristiques de passe-bas (figure 47) dont l'affaiblissement dans la bande atténuée est particulièrement intéressant dans ce cas. Cependant, l'affaiblissement d'un poste présente des limites du fait que l'énergie à courant porteur se propage également sur les conducteurs qui ne sont pas couplés pour la transmission et qui ne sont pas équipés de circuits-bouchons.

L'affaiblissement entre deux lignes à travers un poste, chaque ligne étant triphasée, peut être augmentée moyennant finances. Dans le cas de couplages interphase, il suffira d'équiper d'un circuit-bouchon le troisième conducteur de chaque ligne. Pour les postes de petites dimensions, il peut être intéressant d'augmenter la capacité qu'il présente en ajoutant des condensateurs afin d'obtenir un affaiblissement satisfaisant aux fréquences basses comprises entre 50 et 100 kHz. Les transformateurs capacitifs de tension existants et utilisés par les équipements C.P.L. peuvent dans ce cas être avantageusement utilisés à cet effet. En utilisant des circuits-bouchons amortis de 2 mH ayant une impédance de blocage suffisamment grande, il est possible d'obtenir un affaiblissement du poste de plus de 25 dB.

La même méthode peut aisément s'utiliser pour les lignes reliant deux réseaux de distribution. Dans ce cas les conducteurs ne servant pas à la transmission par courants porteurs doivent également être équipés de

with phase-to-phase coupling 15 to 20 dB
(in the frequency range 50 to 100 kHz)

A marked increase in these values may be noted for higher frequencies. As a general rule, two line sections (3 substations) should be interposed in a power network between two p.l.c. systems operating with the same frequency. Before applying this rule it will, however, be advisable to check whether adverse conditions (small station, short lines of low attenuation) exist, and in particular whether any low frequencies are employed.

The direction in which the signals are transmitted is also of importance. Fig. 46 shows three examples for reusing the same frequencies in a power network (Alsleben and Bergmann, 1970). In case 1, the crosstalk attenuation is independent of the attenuation of the two line sections used for transmission. In case 2, on the other hand, the crosstalk attenuation decreases in a receiver whenever the line attenuation increases only in its transmission section, due, for instance, to hoarfrost or grounding of the line. In example 3, the crosstalk attenuation is smaller for the receiver in station B by the amount of the attenuation of line section A-B and the question as to whether the same frequency can be used again after two or only after three line sections must in this case be very carefully examined.

In a station equipped with transformers between two networks and with busbars for both networks the attenuation may rise to more than 60 dB so that, in this special case, it might be possible to use the same frequency on both sides. The precondition is, however, an accurate knowledge of the station attenuation for all switching conditions of the station.

In many cases, the stations are not arranged serially as in Fig. 46 but form the nodes of a mesh. This renders multiple utilization of frequencies difficult. Recourse may be had to increasing the attenuation of the individual stations by means of network decoupling circuits.

The input impedance of the station is generally capacitive, so that together with the wave traps it forms a filter circuit with low pass characteristics (Fig. 47) of which attenuation in the stop band is of particular interest here. However, the attenuation of the station is limited, due to the fact that CF energy is also carried by those conductors which are not used for message transmission and which are not equipped with wave traps.

The attenuation of a station between two lines, each line representing a three-phase system, can be increased at extra cost. In the case of phase-to-phase coupling, it will suffice to equip the third conductor of each line with a wave trap. In small stations, it may be advisable to enhance the effective capacitance of the station by adding capacitors to achieve a satisfactory station attenuation at low frequencies between 50 and 100 kHz. Existing capacitive voltage transformers, whose p.l.c. terminals are bypassed, may here be used to good advantage. Using damped 2 mH line traps having a sufficiently high blocking impedance, it is possible to achieve a station attenuation of more than 25 dB.

The same method may readily be adopted for the connecting lines between two power distribution networks. In this case, the conductors not equipped for power line carrier transmission may also be provided with line traps at both ends of the line, and the capacitance of the station may again

circuits-bouchons aux deux extrémités de la ligne et la capacité du poste peut aussi être augmentée, si nécessaire, en ajoutant des condensateurs (transformateurs capacitifs de tension s'il y en a de disponibles). L'affaiblissement de la ligne doit être ajouté à celui des deux postes. Cela doit normalement suffire à assurer un découplage suffisant entre les deux réseaux.

Pour séparer des parties d'un grand réseau de transport d'énergie, une solution convenable consiste à découpler aussi bien que possible (mieux que 60 dB) l'une des lignes entrant dans un grand poste par rapport à toutes les autres lignes aboutissant aussi à ce poste. Avec un circuit de découplage formé de deux circuits-bouchons et d'un condensateur dans chaque phase entre la ligne et le poste (figure 48), on peut obtenir un affaiblissement dans le poste dépassant 60 dB pour les fréquences supérieures à 75 kHz environ. Les éléments d'accord facultatifs montrés sur la figure 48 augmentent les performances de blocage dans la bande de fréquence choisie. De cette façon, des émetteurs utilisant les mêmes fréquences peuvent être employés sur la ligne découplée et l'une quelconque des autres lignes partant du même poste.

4.5.3. *Compatibilité avec les autres systèmes utilisant les mêmes fréquences*

4.5.3.1. *Généralités*

Les lignes d'énergie portant des liaisons C.P.L. classiques, comme les autres systèmes de transmission sur fils aériens, sont entourées d'un champ électromagnétique qui peut donner lieu à des perturbations avec d'autres systèmes travaillant dans les mêmes bandes de fréquence. Les systèmes susceptibles d'être perturbés comprennent les réseaux à courants porteurs sur fils aériens exploités par les administrations des téléphones, les compagnies de Chemin de Fer, etc., les services de radiodiffusion dans les bandes LF et MF et les aides à la radio-navigation aéronautiques et maritimes.

Il y a peu de cas connus de perturbations de systèmes à courants porteurs sur fils aériens et si elles ont lieu, il existe normalement une solution consistant en un choix judicieux des fréquences associé à une séparation géographique adéquate entre les services travaillant sur les mêmes fréquences ou des fréquences voisines. Les perturbations de la réception de la radiodiffusion ne sont possibles qu'à proximité des lignes d'énergie et dans les zones où le champ reçu pour la radiodiffusion est faible. Si des perturbations sont à craindre, la meilleure solution consiste à éviter d'utiliser des fréquences égales ou proches de celles de l'émetteur de radiodiffusion concerné pour les liaisons C.P.L..

Les liaisons C.P.L. ne doivent pas utiliser les fréquences de la bande 490-510 kHz pour éviter tout risque de perturbation avec les transmissions sur la fréquence de 500 kHz qui est attribuée à l'appel de détresse international en radiotélégraphie.

Les cas les plus importants de possibilités de perturbations ont lieu en ce qui concerne les services de navigation aéronautique utilisant les bandes LF et MF. Bien que le nombre de cas connus soit faible, si on le compare au nombre de liaisons C.P.L. en exploitation à travers le monde, il est évident que toute perturbation qui pourrait mettre en danger la sécurité d'un aéronef doit être prise au sérieux et tout doit être mis en service pour en réduire les effets à des niveaux acceptables assurant la sécurité. Ce problème est donc traité en détail aux paragraphes 4.5.3.3. et 4.5.3.4.

4.5.3.2. *Champs électromagnétiques associés aux systèmes C.P.L.*

Au cours des années, un certain nombre de mesures des champs électromagnétiques au voisinage des conducteurs d'une ligne d'énergie avec courants porteurs ont été effectués (Gronlie, 1956; Jones, 1964 et

be increased, if necessary, by adding capacitors (capacitive voltage transformers, if available). The attenuation of the connecting line must be added to the attenuation of the two stations. This will normally suffice to ensure adequate isolation of the two networks.

To decouple parts of a large power network, a satisfactory solution may consist in decoupling as completely as possible (>60 dB) a line entering a large station from the other lines of the station. With a network decoupling circuit, consisting of two traps and a capacitor, arranged in each phase between line and station (Fig. 48), a station attenuation may be obtained which exceeds 60 dB at frequencies of, say, 75 kHz upwards. The optional tuning elements shown in Fig. 48 enhance the blocking performance in the desired frequency range. In this way, transmitters using the same frequency may be employed on the decoupled line and on one of the other lines radiating from the station.

4.5.3 Compatibility with other services

4.5.3.1 General

Lines supporting conventional p.l.c. links, in common with other open-wire carrier transmission systems, have associated electromagnetic fields which may give rise to interference with other services operating in the same frequency bands. Services which may be affected include open-wire line carrier systems operated by telephone administrations, railway authorities etc., radio broadcast services in the LF/MF bands, and aeronautical and maritime radio navigation aids.

Few cases have been reported of interference with open-wire carrier systems, and where they occur a solution is normally available in the form of a judicious selection of frequencies combined with adequate geographical separation for services on the same or adjacent frequencies. Interference with broadcast reception is only likely near the power lines and in areas of low broadcast signal strength. Where interference is likely, the best solution is to avoid using frequencies for the p.l.c. system which are on or near the broadcast frequency concerned.

Frequencies in the band 490 to 510 kHz should not be employed for p.l.c. systems to avoid any risk of interference with transmissions on the 500 kHz frequency allocated for international radiotelegraphy calling and distress signals.

The most important cases of potential interference arise in connection with aeronautical navigation services operating in the LF/MF bands. Although the number of cases reported is small, compared with the number of p.l.c. installations operating throughout the world, clearly, any interference which may put the safety of aircraft at risk must be taken seriously, and every effort must be made to reduce the effects to safe and acceptable levels. This matter is accordingly dealt with in more detail in Sections 4.5.3.3 and 4.5.3.4.

4.5.3.2 The electromagnetic fields associated with P.L.C. systems

A number of measurements have been made, over the years, of the electromagnetic fields surrounding the conductors of power line carrier

Kolback Jensen, 1972). Plus récemment, on a effectué des études visant à calculer les champs à partir de considérations théoriques (Hooper, 1975 et Pullen, 1975 b). Outre les résultats donnés dans ces références, on sait qu'il y a eu un certain nombre de mesures et de traitements théoriques dans plusieurs pays, dont certains ont été publiés. On pense en particulier à l'étude assez complète menée par Électricité de France (E.D.F., 1975).

Une notion souvent utilisée consiste à diviser le champ électromagnétique en deux composantes, le champ guidé et le champ rayonné. En fait ces deux composantes ne peuvent être distinguées avec précision mais on peut choisir des régions de l'espace de telle façon que l'une des composantes l'emporte sur l'autre. En utilisant cette notion, Pullen donne les conclusions suivantes qui résultent de son étude théorique.

Pour le champ guidé :

- Le taux de décroissance du champ guidé dépend de la disposition des conducteurs
- Pour une ligne à armement vertical, le taux de décroissance est en $1/r^2$, r étant la distance à la ligne
- Pour une ligne triphasée à armement horizontal support d'une liaison C.P.L. couplée classiquement en interphase, le taux de décroissance est en $1/r^3$. Cependant, le mode le moins affaibli comporte un petit courant de déséquilibre (retour par la terre) qui donne naissance à un champ guidé ayant un taux de décroissance en $1/r^2$. Ceci, dans une certaine mesure, diminue les avantages liés à une ligne à armement horizontal. Dans le cas de la transmission entre conducteurs équilibrés d'un faisceau, le taux de décroissance est en $1/r^3$.
- Les lois précédentes sont valables lorsque r est beaucoup plus grand que la hauteur au-dessus du sol des conducteurs.

Pour le champ rayonné :

On peut distinguer trois sources distinctes pour le champ rayonné :

- Les extrémités de la ligne
- Les descentes
- L'onde de surface due à fait que la conductivité du sol a une valeur finie.

Le rayonnement des extrémités de la ligne est dirigé vers le haut et est nul au niveau du sol. Le rayonnement des descentes est appréciable, dû à leurs différentes longueurs pour les lignes à armement vertical et également dû à des déséquilibres dans le cas de lignes à armement horizontal. Le rayonnement dû à la valeur finie de la conductivité du sol est significatif pour les systèmes utilisant le couplage phase-terre.

Outres les sources précédentes mentionnées par Pullen, il est possible qu'il existe d'autres sources de rayonnement à cause par exemple des transpositions ou d'autres discontinuités des lignes, d'éventuelles composantes verticales du courant dues à la flèche des conducteurs et du couplage d'énergie aux pylônes, en particulier aux fréquences les plus élevées.

systems (Gronlie 1956, Jones 1964 and Kolback Jensen, 1972). More recently, efforts have been made to calculate the fields from theoretical considerations (Hooper 1975 and Pullen 1975b). In addition to the results given in these references, it is known that there have been a number of other measurements and theoretical treatments in various countries, some of which have been published. These include comprehensive investigations carried out by Electricité de France (E.D.F., 1975).

One concept frequently used, is to divide the electromagnetic field into two components, the guided field and the radiation field. These two components are, in fact, not separated precisely but regions in space can be chosen such that one component dominates the other. Using this concept, Pullen gives the following conclusions resulting from his theoretical treatment.

For the guided field:-

- The rate of decay of the induction field depends on the disposition of the conductors.
- For vertically disposed conductors, the rate of decay is $1/r^2$ where r is the lateral distance from the line.
- For horizontally disposed 3-phase conductors using conventional phase-phase p.l.c., the rate of decay is $1/r^3$. However, the lowest loss mode contains a small unbalanced (or ground return) current which gives rise to an induction field with a $1/r^2$ decay rate. This to some extent offsets the advantage of horizontally disposed conductors. For balanced intrabundle transmission the rate of decay is $1/r^3$.
- The above laws apply when r is much greater than the height of the conductors.

For the radiation field:-

The radiation field can be split into three distinct sources:

- the line-end
- the down-dropper
- surface wave due to the finite conductivity of the ground.

Radiation from the line-end is directed upwards and is zero at ground level. Radiation from down-droppers is appreciable from the 'uncancelled' down-dropper for vertically disposed conductors, and also from unbalances in the case of the horizontal configurations. Radiation due to the finite conductivity of the ground is significant in systems using phase-ground coupling.

In addition to the foregoing sources mentioned by Pullen, it is possible that there are other sources of radiation due for example, to transpositions and other discontinuities in the line, possible vertical current components produced by sag of the conductors, and energy coupling to the towers, particularly at the higher frequencies.

Une complication supplémentaire de l'estimation du diagramme global de rayonnement est le couplage à d'autres lignes qui peut avoir lieu à travers les postes ou entre lignes parallèles. Des diagrammes représentant dans l'espace l'allure des champs dus à l'induction, aux effets des extrémités et aux effets des descentes sont donnés dans le rapport de Pullen de 1975 et dans le Mémoire sur les systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie de la CIGRÉ (CIGRÉ, 1974).

Tous les commentaires précédents ne s'appliquent qu'aux systèmes C.P.L. classiques. D'un point de vue théorique, les systèmes entre conducteurs d'un faisceau devraient présenter des niveaux de champs guidé et rayonné beaucoup plus faibles.

4.5.3.3. *Perturbations des services de radionavigation aéronautique*

Les Services de la Navigation Aérienne (et Maritime) font un large usage de radiophares non directionnels (NDB) et les bandes de fréquence attribuées à ces systèmes sont définies par le Règlement des Radiocommunications de l'U.I.T.. Les fréquences en question se trouvent dans les bandes LF et MF, en général au-dessus de 200 kHz et elles recoupent partiellement la bande qui est indispensable à l'utilisation des C.P.L.. La fréquence de chaque radiophare est attribuée au niveau national.

Les radiophares aéronautiques peuvent utiliser la modulation de type A0, A1 ou A2 et ils émettent un code d'identification répétitif en morse et une porteuse (O.A.C.I., Télécommunications Aéronautiques, Annexe 10, volume 1, parties 1 et 2). Le relèvement du radiophare choisi est indiqué à bord de l'aéronef par un radiogoniomètre automatique (ADF). Un basculement du relèvement indiqué au relèvement situé dans le sens opposé indique le survol du radiophare identifié et donne par conséquent la position de l'aéronef. Il est évident qu'un signal perturbateur d'un niveau suffisamment élevé sur la même fréquence, ou sur une fréquence voisine contenue dans la largeur de bande du radiogoniomètre automatique de l'aéronef, peut donner lieu à l'indication d'une fausse position.

On sait que les systèmes C.P.L., comme bien d'autres sources possibles, peuvent, dans certaines circonstances, donner naissance à des champs rayonnés suffisamment élevés pour produire des perturbations dans la réception des signaux des radiophares non directionnels lorsque la fréquence de la liaison C.P.L. est égale à ou voisine de celle du radiophare. Il est par conséquent fondamental que le choix et l'attribution des fréquences des systèmes C.P.L. tiennent compte de cette éventualité et que celles-ci soient arrangées de telle façon que tout niveau perturbateur soit maintenu dans des limites acceptables.

Dans ces conditions, les critères d'attribution des fréquences des C.P.L. sont basés sur les considérations suivantes :

- le champ émis par les lignes supportant des liaisons C.P.L. est mesurable et a des limites connues. Il décroît rapidement avec la distance à la ligne;
- la sensibilité des radiogoniomètres automatiques à un signal perturbateur est connue. Elle diminue rapidement lorsque la fréquence perturbatrice s'écarte hors de sa bande passante;
- la couverture de tous les radiophares NDB est spécifiée de façon officielle donc la zone géographique à l'intérieur de laquelle la protection nécessaire est connue.

A further complication in assessing the overall radiation pattern is the coupling into other lines which can take place across substations, and coupling to other lines.

Diagrams illustrating the three-dimensional shape of the fields due to induction, line-end effect and down-dropper effect are given in Pullen's 1975 paper, and in the CIGRE Memorandum on Power Line Carrier Systems (CIGRE, 1974).

All the foregoing comments apply to conventional p.l.c. systems. From the theoretical aspect, intrabundle carrier systems should exhibit much lower levels of induction and radiated fields.

4.5.3.3 Interference with aeronautical navigation services

The aeronautical (and maritime) authorities make wide use of non-directional radio beacons (NDB) and the frequency bands allocated to these services are defined in the ITU Radio Regulations. The frequencies allocated are in the LF/MF bands, usually above 200 kHz and overlap the band which is essential for p.l.c. use. Frequencies for individual beacons are assigned nationally.

The aeronautical beacons may use A0, A1 or A2 modulation, and emit a repeating morse code identification group and unmodulated signal. (ICAO, Aeronautical Telecommunications, Annex 10, Vol. 1, Parts 1 and 2). The bearing of the chosen beacon is indicated within the aircraft by an automatic direction finder (ADF). A change of the indicated bearing to a reciprocal bearing indicates overflying of the identified beacon and thus fixes the aircraft position. Clearly, any sufficiently intense interfering signal on an identical or neighbouring frequency within the bandwidth of the airborne ADF can give rise to a false position indication.

It is known that amongst many other sources p.l.c. systems can in certain circumstances, give rise to radiated fields of sufficient strength to cause interference to the reception of NDB signals, when the frequency of the p.l.c. link is on or near the beacon frequency. It is therefore essential that the planning and frequency assignment for p.l.c. systems should take this possibility into account, and should be so arranged that any interference levels are within acceptable limits.

The criteria for p.l.c. frequency assignment in this context are based on the following considerations:-

- The field emitted by lines carrying p.l.c. links is measureable and has predetermined limits. It decreases rapidly with distance from the line.
- The sensitivity of the NDB receiver to an interfering signal is known. It falls off rapidly as the frequency of the interference moves away from the reception band of the receiver.
- The range or 'coverage' of each NDB is officially specified, so the geographical area over which protection is required is known.

En prenant en considération les points précédents, il est possible de s'arranger pour que les liaisons C.P.L. cohabitent avec les radiophares aéronautiques fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquence, en s'assurant qu'un écart convenable en fréquence et en distance soit maintenu.

Selon le pays, on se trouve en face de situations différentes en fonction de paramètres comme le nombre et la densité des radiophares aéronautiques, la configuration du réseau de transport d'énergie sur lequel sont en exploitation les liaisons C.P.L., la distance entre les lignes d'énergie et les radiophares, les fréquences utilisées par chacun, et ainsi de suite. Il s'ensuit que, bien que les mêmes considérations fondamentales s'appliquent, les règles valables pour un pays donné peuvent être inadaptées pour un autre. La mesure dans laquelle des règlements officiels sont nécessaires, ainsi que leur nature, est par conséquent fondamentalement un problème propre à chaque pays. La position quant à ce problème existant à l'heure actuelle est résumée au paragraphe 4.5.3.4.

4.5.3.4. *Dispositions réglementaires en vigueur dans divers pays*

Autant que l'on sache, des dispositions réglementaires concernant les perturbations entre les systèmes C.P.L. et les moyens d'aide à la navigation aérienne existent, ou sont à l'étude en Australie, au Canada, en France, en Suisse et au Royaume-Uni.

Ces dispositions vont de restrictions dans les bandes de fréquences et/ou de restrictions de la puissance qui peut être émise par les C.P.L. à la définition de la valeur autorisée pour le champ à une distance donnée de la ligne d'énergie. On considère que l'approche la plus rationnelle est celle déjà mentionnée au paragraphe 4.5.3.2. dans laquelle la protection nécessaire est assurée à l'aide d'une combinaison d'un écart en fréquence et d'un écart en distance.

Les services de la navigation aérienne spécifient une valeur minimale opérationnelle requise du champ à l'intérieur de la couverture nominale d'un radiophare de $70 \mu\text{V}/\text{m}$ (37 dB au-dessus de $1 \mu\text{V}/\text{m}$) ce qui donne normalement une couverture de 10 à 25 miles. La CIGRÉ considère que la protection offerte à la fréquence du radiophare doit être égale à 15 dB à la limite de couverture de celui-ci, ce qui est parfaitement en accord avec les exigences de l'O.A.C.I. (10 à 15 dB). Par conséquent, le signal perturbateur autorisé pour une C.P.L. utilisant la même fréquence ne doit pas dépasser + 22 dB par rapport à $1 \mu\text{V}/\text{m}$. La protection nécessaire peut être assurée par un écart approprié en fréquence et en distance, et ne devrait normalement pas amener de limitation injustifiée de la puissance d'émission ou de réduction du spectre global disponible pour les C.P.L. (CIGRÉ, 1977).

Bien évidemment, la séparation demandée dépend d'un certain nombre de paramètres qui peuvent varier d'un pays à l'autre (par exemple la puissance de sortie autorisée pour les émetteurs C.P.L.). Dans la plupart des règlements, une mention particulière concerne également le fonctionnement des liaisons C.P.L. normalement au repos, qui sont souvent employées pour la téléprotection, et auxquelles il n'est pas besoin d'appliquer les mêmes exigences réglementaires qu'aux liaisons C.P.L. en émission permanente.

On considère qu'un règlement qui interdirait complètement l'utilisation par les C.P.L. de parties comportantes du spectre de fréquence serait inutilement restrictif. De même, des dispositions visant à donner les valeurs limites du champ à différentes distances de la ligne d'énergie seraient également inutilement restrictives puisque, dans de nombreux cas, le rayonnement ne provoque pas de perturbations des radiophares NDB du fait de la séparation géographique suffisante.

Taking the foregoing factors into account, it is possible to arrange for p.l.c. links to co-exist with aeronautical beacons operating in the same frequency bands, by ensuring that suitable frequency and distance separations are maintained.

In each country, different circumstances will obtain in relation to such matters as the number and density of the aeronautical beacons, the configuration of the power networks over which p.l.c. systems operate, the proximity of power lines and beacons, the frequencies used for each, and so on. It follows that whilst the same basic considerations apply, rules which are suitable for one country may be inappropriate for another. The extent to which official regulatory measures are required and the nature of these, is therefore essentially a matter for each country to decide. The present position in this context is summarised in Section 4.5.3.4.

4.5.3.4. Regulatory provisions in the various countries

So far as is known, regulatory provisions relating to interference between p.l.c. systems and aeronautical navigation services have been made, or are envisaged, in Australia, Canada, France, Switzerland and the United Kingdom.

These provisions range from restrictions on the frequency bands and/or radiated powers which may be used for p.l.c., to the definition of field strength allowed at specified distances from the power lines. It is considered that the most rational approach is the one already referred to in Section 4.5.3.2, whereby the necessary protection is ensured by a combination of frequency and distance separation.

The aeronautical authorities state a minimum required operational field strength at the declared range of a beacon of 70 $\mu\text{V/m}$ (37 dB above 1 $\mu\text{V/m}$), and this normally gives a range of 10 to 25 miles. The protection afforded at the frequency of the beacon, is considered by CIGRE as 15 dB at the extreme range of the beacon which fully meets the ICAO requirement of 10 to 15 dB. Consequently the permitted interfering p.l.c. signal at the same frequency should not exceed +22 dB/1 $\mu\text{V/m}$. The necessary protection can be ensured by appropriate frequency and geographic separation, and should not normally require any undue limitation of p.l.c. transmit power, or any reduction of the overall spectrum available to p.l.c. users (C.I.G.R.E., 1977).

Clearly, the separation called for depends on a number of factors which may vary from country to country, including for example the permissible power outputs of the p.l.c. transmitters etc. In most rules also, special provision is made for the operation of normally quiescent p.l.c. links such as are often employed for teleprotection, and which need not be subject to the same regulatory requirements as are applied to p.l.c. links with continuous transmission.

It is considered that regulations which would completely prohibit significant parts of the frequency spectrum for p.l.c. use would be unnecessarily restrictive. Similarly, provisions which call for certain values of limiting field strength at various distances from the power line would also be unnecessarily restrictive, because in many cases radiation does not cause any interference with NDB services, due to sufficient spatial separation.

Finalement, pour résumer, on considère que la meilleure solution est l'application de règles basées sur une combinaison d'un écart en fréquence et d'une séparation géographique. La nécessité de ces règles et leur nature précise sont des problèmes devant être résolus par les administrations compétentes dans chaque pays.

Que des dispositions réglementaires existent ou non dans un pays donné, il est recommandé qu'il y ait une étroite coopération entre les utilisateurs de C.P.L. d'une part et les autorités d'allocation des fréquences et les services de radio-navigation d'autre part, pour s'assurer que tout risque de perturbation mutuelle ne dépasse pas un niveau acceptable.

Bien entendu, il convient également de garder présent à l'esprit les situations particulières qui peuvent survenir à proximité des frontières entre pays voisins. La procédure de consultation entre utilisateurs et autorités d'allocation des fréquences de pays voisins, qui existe actuellement pour les liaisons radio, pourrait également être suivie pour les liaisons C.P.L.

À un niveau international, il y a matière à réunir les informations concernant les aspects techniques de ces problèmes, en particulier en ce qui concerne l'étude théorique et le calcul des champs électromagnétiques associés aux liaisons C.P.L. Il serait également souhaitable et utile de réunir toutes les mesures de champs effectuées dans plusieurs pays et de les comparer aux calculs, l'objectif final étant de mettre au point une méthode sûre d'estimation des valeurs et des diagrammes des champs pour diverses structures de lignes et dans diverses conditions. Ainsi, il serait éventuellement possible d'établir au niveau international un accord-cadre pour les valeurs des paramètres et pour des recommandations à l'intérieur desquelles on pourrait mettre au point les règlements nationaux pour qu'ils satisfassent aux conditions nationales particulières.

4.5.4. Méthodes systématiques d'attribution des fréquences

Une liaison C.P.L. peut fonctionner dans les bandes VLF, LF ou MF (voir les règlements des Radiocommunications de l'U.I.T., RR 2-7, 1971 pour la définition) et peut, en principe, être soumise à des perturbations mutuelles avec les systèmes radio ou les autres systèmes à courants porteurs (paragraphes 4.2.3.4., 4.2.3.5. et 4.5.3.). Dès les premières études de planification d'un réseau C.P.L., il est important d'avoir des informations dignes de foi sur les sources de perturbations éventuelles à savoir les systèmes radio voisins, les aides à la radio-navigation et les systèmes à courants porteurs sur fils aériens comme ceux qu'utilisent les P.T.T. et les compagnies de Chemin de Fer (paragraphe 4.5.3.). De même les stations de conversion continu/alternatif des réseaux haute tension doivent être prises en compte puisqu'elles participent pour une grande part au bruit électrique qui peut perturber les liaisons C.P.L. (paragraphe 4.2.3.3.).

Une connaissance complète des fréquences utilisées dans le voisinage permet d'éviter l'emploi de fréquences qui pourraient être perturbatrices.

Pour des fréquences particulières à chacune des liaisons C.P.L., on peut utiliser la méthode suivante :

- a) calcul de l'affaiblissement en ligne (paragraphe 4.2.1. et 4.2.2.)
- b) calcul du niveau de bruit (paragraphe 4.2.3.) dans les conditions les plus défavorables
- c) (a) et (b) avec la puissance de sortie autorisée déterminent une gamme de fréquence dans laquelle le rapport S/B nécessaire est atteint (paragraphe 4.3.)

To summarise, therefore, the application of rules based on the idea of a combination of frequency and distance separation is considered to be the best solution. The need for such rules and their exact nature are matters for the appropriate authorities in each country to decide.

Whether or not formal regulatory provisions exist in a given country, it is recommended that there should be close consultation between the p.l.c. users on the one hand, and frequency assignment bodies and radio navigation authorities on the other, to ensure that any risks of mutual interference are reduced to acceptable levels.

It will of course also be necessary to keep in mind the special situations which may arise near the international boundaries between countries, but the procedure for consultation between users and frequency assignment bodies in adjacent countries, which at present takes place in relation to radio services, can also be followed in the case of p.l.c. installations.

At international level, there is scope for the pooling of information concerning the technical parameters involved in these matters, especially in relation to the theoretical study and calculation of the electromagnetic fields associated with p.l.c. systems. It will also be desirable and useful to collect measurements of the fields made in the various countries, and to compare these with calculated results, the overall objective being to establish reliable methods of estimating the field strengths and field patterns for different line configurations and conditions. In this way, it will eventually be possible to establish at international level an agreed framework of parameters and recommendations within which national rules can be worked out by the various countries to meet their own conditions.

4.5.4 Systematic methods of frequency assignment

A p.l.c. link may operate in the VLF, LF or MF bands (see Radio Regulations RR 2-7, 1971 for definition (I.T.U. Radio Regulations, 1971)) and can, in principle suffer mutual interference with radio or other power line carriers (Section 4.2.3.4) (Sections 4.2.3.5 and 4.5.3). At an early stage in the planning procedure, it is essential to have authoritative information about the potential interferences, including neighbouring radio systems, radio aids to navigation, and open wire carrier systems such as those used in some PTT and railroad networks (Section 4.5.3). Similarly, AC/DC/AC converter stations in the high voltage network have to be considered, since they make a substantial contribution to the electrical noise which can interfere with a p.l.c. system (Section 4.2.3.3).

A complete knowledge of the frequencies in use for neighbouring systems enables the use of potentially interfering frequencies to be avoided.

For the assignment of frequencies for the individual p.l.c. circuits, the following method can be used:-

- (a) Calculate the power line attenuation (Sections 4.2.1 and 4.2.2).
- (b) Calculate the noise (Section 4.2.3) due to worst case conditions.
- (c) (a) (b) and the permissible power output give a frequency range where the required S/N ratio can be achieved (Section 4.3).

- d) recherche de deux bandes dans la partie supérieure de la gamme de fréquence déterminée en (c) pour lesquelles les perturbations venant des autres liaisons C.P.L. ont un niveau acceptable. Le niveau des perturbations doit être du même ordre de grandeur que le bruit de fond de l'équipement C.P.L.
- e) Tant que le réseau est petit, il est judicieux de choisir les fréquences un peu plus faibles que celles déterminées en (d). On obtient ainsi un meilleur rapport S/B qui donne un peu de marge pour les erreurs de calcul. Un réseau en expansion apporte de l'expérience pour les problèmes de bruit et de perturbations, rendant plus facile de remplir les recommandations de (d).
- f) Il existe des sources extérieures de perturbations dont il faut tenir compte quand on choisit les fréquences selon (d) et (c). Il s'agit par exemple d'émetteurs radio dans les bandes VLF, LF et MF, d'aides radio à la navigation et de systèmes sur fils aériens du réseau PTT. Les stations de conversion alternatif/continu contribuent pour une large part à la création de perturbations.
- g) Il existe également des récepteurs pouvant être sources de perturbations et dont il faut tenir compte pour le choix des fréquences selon (d) et (c); il s'agit par exemple de récepteurs domestiques et radiodiffusion situés à proximité immédiate de la ligne d'énergie, d'extrémités de ligne se trouvant accordées sur les bandes LF ou MF, de stations terrestres de réception (y compris les radiogoniomètres pour les avions et les navires) et des radiogoniomètres embarqués qui peuvent survoler les lignes ou les postes (paragraphe 4.5.3.).
- h) Le calcul du niveau de perturbations entre liaisons sur un réseau C.P.L. est très difficile (paragraphe 4.5.2.), en particulier dans les réseaux comportant des lignes parallèles pour lesquels il est pratiquement impossible d'obtenir des valeurs exactes par le calcul parce qu'on ne connaît pas, le plus souvent, les paramètres avec précision.

Il est par conséquent judicieux de choisir des fréquences nettement différentes pour les premières liaisons C.P.L. d'un réseau. On peut effectuer des mesures des niveaux parasites dus à ces livraisons pour obtenir des informations qu'on utilise au cours du développement du réseau.

- i) Il est également sage de choisir des fréquences différentes pour des liaisons C.P.L. supportées par des lignes d'énergie exploitées à des tensions différentes (400-220-130 kV) aboutissant au même poste. Les calculs peuvent peut-être montrer que le couplage est si faible que les mêmes fréquences peuvent être utilisées, mais il peut y avoir des problèmes plus tard à cause de nouveaux couplages dus à de nouvelles lignes.
- j) Les spécifications du constructeur doivent être étudiées au cours du travail de planification. Les paramètres importants sont le niveau des émissions parasites en dehors de la bande émise et la sélectivité du récepteur. Ces paramètres sont particulièrement fondamentaux pour les liaisons utilisant des bandes de fréquence accolées ou peu séparées. Bien entendu, ils doivent être conformes aux spécifications concernant l'écart entre les bandes émission et réception.

Un exemple d'étapes logiques à suivre pour le choix des fréquences de liaisons C.P.L. sur un réseau largement interconnecté est donné par la figure A1 du Mémoire CIGRÉ sur les systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie (CIGRÉ, 1974).

- (d) Find two bands in the upper part of the frequency range in (c) for which the interference from other p.l.c. circuits is acceptable. The interference figure should be of the same order as for the inherent noise of the p.l.c. equipment.
- (e) As long as the network is small, it is advisable to choose frequencies somewhat lower than recommended in (d). This gives a better S/N ratio and allows some margin for calculation errors. A developing network will give experience with respect to noise and interference levels making it easier to implement the recommendation under (d).
- (f) There are external sources of interference which have to be taken into consideration, when selecting frequencies under (d) and (e). For example radio transmitters in the VLF, LF and MF bands, radio-aids for navigation and open wire systems in the PTT network. The AC/DC/AC stations also make a substantial contribution to the interference problem.
- (g) There are also external receivers of interference which have to be taken into consideration when selecting frequencies under (d) and (e), such as domestic radios in the immediate vicinity of the line or line terminals which may be tuned to the LF or MF bands, ground receiving stations (including direction finders for ship and aircraft), and airborne direction finding apparatus which may overfly the line or substations (Section 4.5.3.).
- (h) The calculation of interference levels between circuits in a p.l.c. network presents great difficulties (Section 4.5.2), especially in networks with parallel lines where it is virtually impossible to get correct figures from calculations because the parameters are often not accurately known.

It is therefore advisable to select considerably different frequencies for the first p.l.c. circuits in a network. Measurements of carrier leakage level can be made on these circuits, providing information for use in the future development.

- (i) For p.l.c. systems on different voltage systems (400-220-130 kV) in the same station, it is also advisable to select different frequencies. Calculations may perhaps show that the coupling level is so low that the same frequencies can be reused but this may create problems at a later date through mutual coupling with new lines.
- (j) The specifications from the manufacturer should be studied during the planning work. Important factors are the level of spurious signals outside the transmitter band and the receiver selectivity. These factors are important especially when selecting frequencies for circuits using adjacent or closely spaced bands. The specifications for the spacing between the transmitting and receiving band must also be complied with of course.

An example of the logical steps necessary in the assignment of p.l.c. frequencies for a large interconnected network is illustrated in Fig. A1 of the CIGRE Memorandum on Power Line Carrier Systems (CIGRE 1974).

4.6. Autres considérations pratiques

Dans ce chapitre, on examine quelques problèmes importants pour l'exploitation et la maintenance des liaisons C.P.L.

Au paragraphe 4.6.1., on expose les performances demandées à l'alimentation des équipements C.P.L. qui doit être assurée en cas de panne du réseau.

Au paragraphe 4.6.2., on traite des mesures de sécurité prises pour la conception et la mise en service des groupes de couplage et des câbles de raccordement tandis qu'au paragraphe 4.6.3. on discute les méthodes et les moyens employés pour éviter les effets dangereux des surtensions transitoires (parafoudres, mise en place d'écrans, filtrage, mise à la terre, dispositifs isolants, etc.).

4.6.1. Sources d'énergie

La continuité de transmission d'une liaison C.P.L. doit être assurée quelles que soient les défaillances du réseau. Par conséquent, l'alimentation en énergie des équipements C.P.L. ne peut pas être effectuée directement à partir du réseau mais doit être prise sur une batterie-tampon installée spécialement pour les besoins des télécommunications. L'utilisation de la batterie 110 V du poste n'est pas recommandée parce qu'elle est sujette à des surtensions et à des baisses brusques de tension produites par le fonctionnement des disjoncteurs. La batterie-tampon installée en général pour les besoins de l'autocommutateur téléphonique local convient souvent beaucoup mieux pour cet usage, mais elle doit avoir la capacité adéquate pour alimenter tous les équipements de télécommunication et l'autocommutateur local pour la période probable la plus longue de coupure de la source d'énergie primaire (Strike, 1977; Walker, 1977). La méthode consistant à alimenter les équipements C.P.L. avec une tension alternative via une batterie-tampon et des redresseurs doit être examinée avec soin parce que ces derniers peuvent, dans certains cas, diminuer la fiabilité d'alimentation.

Dans les pays où l'on dispose d'alimentations primaires de secours, une réserve de 1 à 3 heures peut être suffisante et d'autres sources d'énergie comme des diesels peuvent ne pas être nécessaires (Payne, 1977; Sarjeant, 1977). Une batterie au plomb de 48 V (50 V) avec le pôle positif relié à la terre est recommandée du fait qu'elle est d'utilisation quasi-universelle pour le fonctionnement des autocommutateurs et que l'usage d'une tension de 48 V diminue les problèmes de chutes de tension dans les câbles d'alimentation si on le compare à celui de tensions inférieures par exemple 24 V.

Si les chargeurs de batterie sont à commande par thyristors et sont alimentés à partir de diesels pendant les longues pannes, il est important de s'assurer que le niveau d'harmoniques à la sortie soit à l'intérieur de limites correctes; sinon le fonctionnement du régulateur de tension du chargeur risque d'être sérieusement affecté.

On considère qu'il est bon de charger la batterie-tampon à l'aide d'un redresseur régulé pour fournir une tension constante pendant le temps de fonctionnement normal et pour assurer une longue durée de vie à la batterie. Après décharge éventuelle, le même redresseur recharge la batterie à courant constant jusqu'à atteindre une tension d'environ 2,4 V par élément, puis la charge continue à tension constante.

Comme il est dangereux de maintenir cette tension élevée pendant un temps long, il est recommandé de ramener la tension à environ 2,2 V par élément lorsque le courant de charge est tombé à

4.6 Further Practical Considerations

In this section, some problems which are of importance for the operation and the maintenance of the p.l.c. communication links are considered.

In sub-clause 4.6.1, the requirements are outlined for the power supply necessary for the operation of p.l.c. terminals under conditions of a.c. mains failure.

Sub-clause 4.6.2 is concerned with safety measures taken in the design and installation of the coupling devices and the connecting cables, while sub-clause 4.6.3 discusses the methods and practice of operation necessary to avoid dangerous effects due to transients. These include voltage arresters, screening, filtering, earthing, isolating devices etc.

4.6.1 Power supplies

The continuity of performance of a p.l.c. link must be assured for all the emergency conditions of the power system. Hence the power supply for p.l.c. terminals cannot be taken directly from the mains network, but must be derived from a storage battery, especially installed for telecommunication purposes. The use of the 110 V station battery is not recommended, as this battery may be subject to overvoltages and breakdown impulses caused by the operation of the switchgear. The storage battery generally installed for local telephone exchange facilities is often much more suitable, but it must have adequate capacity to supply all the telecommunication terminals and local exchange facilities for the longest likely period of shut down of the primary energy source. (Strike, 1977; Henderson, 1977; Walker, 1977). The practice of feeding p.l.c. terminals with a.c. supply via storage batteries and inverter apparatus, needs to be carefully considered because the inverters may, in some cases, reduce the reliability of the p.l.c. power supply.

In those countries where alternative primary supplies are available, 1 to 3 hours standby may be sufficient, and other supplies e.g. diesels may not be necessary (Payne, 1977; Sarjeant, 1977). A 48 V (50 V) positive earthed lead acid battery is recommended, since 48 V is almost universal for PAX operation and the use of 48 V reduces the problem of voltage drop in the station cabling when compared to, say, 24 V.

Where battery chargers are of the thyristor controlled type and are supplied from diesel generators during mains failures it is important to ensure that the harmonic content of the generator output is within appropriate limits, as the operation of the charger voltage regulator may otherwise be adversely affected.

It is considered to be good practice to feed the storage battery by means of a regulated rectifier, to provide a constant voltage during the normal working period and to ensure a long battery life. After an emergency discharge, the same rectifier will re-charge the battery with a constant current to a top voltage of ~ 2.4 V per cell and the charge will then continue at constant voltage.

As it is dangerous to maintain this high voltage for a long time, it is recommended that the voltage be restored to ~ 2.2 V per cell after the

environ 20 mA/Ah. Cette fonction est en général assurée par un relais de courant. Comme les autocommutateurs téléphoniques sont très sensibles aux petites variations de tension et au bruit psophométrique, il est bon d'avoir deux sorties sur la batterie, l'une avec régulation grossière venant du redresseur, l'autre fine obtenue à l'aide d'un régulateur particulier. La figure 49 montre cette disposition.

Par conséquent, deux types de charges peuvent être reliés à la batterie :

- (a) les charges directement alimentées par la batterie;
- (b) les charges alimentées à travers un régulateur de tension.

Les équipements C.P.L. et les autres équipements de télécommunication sont en général des charges de type (a). L'autocommutateur privé et quelques dispositifs de mesures sont souvent alimentés comme les charges de type (b).

Sur la figure 49, le contact ES et la diode D ne fonctionnent qu'en cas d'urgence, pendant les pannes du régulateur de tension auxiliaire.

Les spécifications relatives à l'alimentation correspondent couramment aux chiffres suivants :

(i) *Sortie grossièrement régulée*

Tension la plus élevée en période de charge	120 % (+ 20 %)
Tension la plus basse en fin de décharge	90 % (- 10 %)
Variations de tension en fonctionnement normal	
- à 10 % de la charge	+ 1 %
- à 100 % de la charge	- 1 %
Ondulation à 150/300 Hz	< 1 % de la tension nominale efficace
Bruit dû à l'oscillateur du régulateur (dans la gamme 1 à 100 kHz)	- 40 dBm efficaces
Pointes de tension	- 40 dB crête à crête par rapport à la tension nominale

(ii) *Sortie finement régulée*

Variations de tension (quels que soient l'état de la batterie et la valeur de la charge)	± 2 %
Ondulations venant du redresseur	< 2 mV efficaces
Pointes de tension	- 40 dB crête à crête

Une ouverture automatique de l'alimentation doit avoir lieu si la tension continue augmente de plus de 30 %.

charging current decreases to about 20 mA/Ah. This requirement is generally provided by means of a current measuring relay. As telephone exchanges are very sensitive to small voltage variations and to psophometric noise, it is good practice to provide two battery outputs, one with coarse regulation from the rectifier and one obtained by a special fine regulator. Fig. 49 shows this arrangement.

Two different loads can therefore be connected to the battery:

- (a) Load directly fed by the battery voltage.
- (b) Load fed by means of a voltage regulator.

The p.l.c. system and other telecommunication equipments represent generally a load of category (a). The private telephone exchange and some measuring devices can often be fed as in (b).

In the diagram shown, the switch ES and the diode D operate only in emergency conditions during a failure of the auxiliary voltage regulator.

The specification for the power supply typically corresponds to the following figures:

(i) Coarse regulated output

Highest voltage during the charging period	120% (+20%)
Lowest voltage at the end of discharge	90% (-10%)
Voltage variation during normal operation:	
at 10% of load	+1%
at 100% of load	-1%
Ripple 150/300 Hz	<1% rms nominal voltage
Hum due to regulator oscillator (in the frequency range 1 ÷ 100 kHz)	-40 dBm rms
Voltage spikes	-40 dB p.p. referred to nominal voltage

(ii) Fine regulated output

Voltage variations (for all battery and load conditions)	±2%
Ripple from rectifier	<2 mV ps.
Voltage spikes	-40 dB p. to p.

Automatic disconnection of the power supply is necessary if the D.C. voltage increases by more than 30%.

4.6.2. Mesures de sécurité et dispositifs de protection

Les équipements C.P.L. sont conçus pour être exploités sur le réseau électrique haute tension et par conséquent il faut prendre des précautions pour protéger le personnel et le matériel contre les surtensions transitoires

Ces précautions sont à prendre principalement au niveau des groupes de couplage et des câbles de raccordement aux équipements C.P.L.

Le groupe de couplage étant placé entre la borne basse tension du condensateur de couplage et la terre, l'ouverture de cette connexion au cours d'une maintenance peut être dangereuse. Pour cette raison, il existe un solide sectionneur de mise à la terre qui assure la connexion directe à la terre du condensateur de couplage pendant l'installation et la maintenance. Les règlements de sécurité propres à chaque pays peuvent indiquer des procédures différentes pour la manœuvre de ce sectionneur de terre, qui peuvent être parmi les suivantes :

- (a) sectionneur manuel de mise à la terre muni d'une plaque appropriée pour avertir du danger.
- (b) sectionneur manuel de mise à la terre avec verrouillage ne permettant pas de retirer le capot avant qu'il ne soit en position « mise à la terre ».
- (c) sectionneur mettant automatiquement à la terre le condensateur de couplage lorsque le capot du groupe de couplage est ouvert.

Quelle que soit la disposition utilisée, il est recommandé que l'indication des positions « à la terre » et « ouvert » du sectionneur soit clairement visible. Suivant le type de couplage, les groupes de couplage sont du type phase-terre ou interphase. Dans ce dernier cas, le couplage peut être réalisé avec un seul dispositif interphase ou avec deux dispositifs phase-terre correctement reliés.

Dans le cas du dispositif interphase, il y a une plus longue connexion entre les bornes basse tension des condensateurs et le groupe de couplage ce qui donne une probabilité de dégâts ou de coupures plus élevée. Il est par conséquent recommandé de réaliser le couplage interphase avec deux ensembles phase-terre pour lesquels la connexion qui les relie est faite côté secondaire du transformateur d'adaptation d'où il résulte une plus grande sécurité.

En ce qui concerne le câble de raccordement entre le groupe de couplage et l'équipement C.P.L., il existe quelques problèmes quant à la mise à la terre de l'écran de ce câble.

Pour les câbles symétriques ou coaxiaux, qui sont posés entièrement à l'intérieur du même réseau de terre, il est courant de mettre l'écran à la terre aux deux extrémités. Cette méthode assure la sécurité du personnel puisqu'il n'y aura jamais de différences de potentiel entre la terre locale et l'écran du câble.

Cependant, dans le cas du câble coaxial, des courants à 50 Hz peuvent circuler dans l'écran pendant les défauts affectant le réseau d'énergie et par conséquent circuler dans le conducteur central à travers les enroulements des transformateurs. Ces courants peuvent donner naissance à des effets indésirables dus par exemple à des saturations d'ordre magnétique. La mise à la terre de l'écran côté équipement seulement élimine la circulation de courant à 50 Hz et les perturbations résultantes, mais il en résulte l'apparition de potentiels élevés sur les enroulements du transformateur de couplage qui doit par conséquent être conçu pour les supporter. En outre, il faut prendre garde qu'il devient possible d'avoir des différences de potentiel

4.6.2 Safety measures and protection devices

P.l.c. apparatus is designed to operate on the HV electrical network and consequently precautions have to be taken to protect the communication equipment and operating personnel from overvoltage surges.

The main precautions are associated with the coupling device and the connection to the p.l.c. terminal equipment.

As the coupling device is inserted between the low voltage terminal of the coupling capacitor and earth, disconnection of the low voltage earth connection during maintenance work may be dangerous. For this reason, a heavy earthing switch is provided to assure direct earthing of the coupling capacitor during maintenance or installation. National requirements for safety may require different procedures for the operation of this earthing switch, among which are the following:

- (a) A manually operated earthing switch, with suitable warning notice.
- (b) A manually operated switch interlock, which does not allow the cover to be removed before the switch is operated to the earthing position.
- (c) An earthing switch which automatically earths the capacitor when the coupling device cover is removed.

Whatever arrangements are used it is recommended that an indication of 'on' and 'off' position of the earthing switch be clearly visible. Regarding the type of coupling, coupling devices may be of the phase-to-earth or of the phase-to-phase types. In the last case, the coupling may be realised with one phase-to-phase or two phase-to-earth devices properly connected.

In the former there is a longer connection between the low voltage terminals of the capacitors and the coupling device, with higher possibility of damage and interruptions. It is therefore recommended that phase-to-phase couplings with two phase-to-earth units be used, where the connection between them is made on the secondary side of the matching transformer as this can be achieved with higher security.

Regarding the connecting cable from the coupling device to the p.l.c. terminal, some problems arise relating to the earthing of the cable screen.

For cables, coaxial or balanced, lying within the same earth mesh it is common practice to earth the screen of the connecting cable at both ends. This assures safety for operating personnel as there will not then be potential differences between local earth and the cable screen.

If coaxial cable is employed however, under fault conditions 50 Hz currents are able to circulate in the screen and consequently in the 'hot' conductor via transformer windings. These currents may produce unwanted effects, for instance due to magnetic saturation. Earthing at the terminal side only will eliminate 50 Hz current circulation and the associated trouble, but will result in high voltages across the windings of the coupling transformer which therefore has to be designed to withstand this. Moreover, recognition must be taken that during switching operations or due to a

au niveau du groupe de couplage entre la terre locale et l'écran du câble pendant les manœuvres de sectionneur ou au moment des défauts. Si le groupe de couplage et l'équipement à courants porteurs ne sont pas reliés au même réseau de terre, les différences de potentiel entre les terres peuvent être élevées au moment des défauts et des surtensions transitoires dues aux manœuvres de sectionneur, et les courants de circulation dans les écrans des câbles de raccordement peuvent alors être dangereux. Par conséquent, dans ce cas, si les deux réseaux de terre doivent rester indépendants, on ne met l'écran à la terre que du côté équipement aussi bien pour les câbles symétriques que pour les câbles coaxiaux. Quelquefois, si les règles de sécurité le permettent, les deux réseaux de terre séparés peuvent être reliés par un conducteur de forte section ce qui autorise à mettre les écrans à la terre à leurs deux extrémités sans qu'ils soient parcourus par des courants importants. Une telle configuration présente moins d'intérêt aux fréquences les plus élevées (Anders et Campling, 1976 ; Borvall, Holmgren, Sunden, Widström et Norback, 1970). Des études complémentaires sont en cours sur ce problème.

Les groupes de couplage fonctionnent de façon satisfaisante quelle que soit la configuration de mise à la terre du câble de raccordement.

4.6.3. *Précautions contre les phénomènes transitoires*

4.6.3.1. *Généralités*

Les installations électriques, et en particulier l'appareillage haute tension créent des champs électriques qui peuvent donner des perturbations nuisibles aux équipements électroniques. Il n'est souvent pas possible de supprimer les perturbations à leurs sources et par conséquent il faut prendre contre elles les précautions appropriées lors de la conception et de la mise en service d'équipements électroniques (Martin, 1977).

Les diverses sources de perturbations les plus importantes sont :

- (a) La fréquence du réseau et ses harmoniques.
- (b) Les pointes de tension dues aux manœuvres et les tensions transitoires à très haute fréquence produites par les sectionneurs, les disjoncteurs et la foudre ou encore par les contacteurs et les relais auxiliaires à courant continu.

Dans ce paragraphe, on traite des précautions à prendre contre les perturbations dues aux tensions transitoires. Ces perturbations peuvent pénétrer dans les équipements électroniques directement par les fils ou par couplage magnétique ou capacitif.

Les précautions ont été classées comme suit :

- (1) Blindage
- (2) Câblage
- (3) Mise à la terre
- (4) Dispositifs d'isolement
- (5) Autres moyens

4.6.3.2. *Blindage*

Toutes les armoires contenant des équipements électroniques situées dans un environnement haute tension doivent être blindées de façon adéquate. Lorsque des tensions transitoires à haute fréquence peuvent créer de mauvais fonctionnements, il peut être important de réunir entre elles les différentes parties de l'armoire.

fault, there is a possibility of an earth potential at the coupling device between the cable screen and local earth. When the coupling device and the carrier terminal do not form part of the same local earth mesh, earth potential differences may be higher in the case of faults and transients due to switching and circulating currents in the screen of the connecting cables may then be dangerous. Therefore in this case, earthing of the screen to the terminal equipment side only is used, both with coaxial and balanced cable, if the two earth meshes have to remain separate. Sometimes, if safety regulations permit, the two separate earth meshes may be connected with a heavy earth conductor, permitting the earthing of both sides of the cable screen without allowing heavy currents to flow within it. Such an arrangement is less advantageous at higher frequencies (Anders and Campling, 1976; Borgvall, Holmgren, Sunden, Widström and Norback, 1970). Further investigations into this question are still in progress.

The coupling devices operate satisfactorily with either arrangement of the connecting cable earthing.

4.6.3 Precautions against transients

4.6.3.1 General

Electrical installations and, in particular, high voltage equipment generate electrical fields which can cause harmful interference to electronic equipment. It is often not possible to suppress the interference at the source, and proper precautions against interference should therefore be taken when designing and installing the electronic equipment (Martin, 1977).

The most important types and sources of interference are:

- (a) The power frequency and its harmonics.
- (b) Switching surges and very high frequency transients caused by high voltage isolators, circuit breakers and lightning or by contactors and d.c. auxiliary relays.

In this section we will deal with precautions against interference caused by transients. This interference may enter the electronic equipment via galvanic connection, or by magnetic or capacitive coupling.

Precautions are given under the following headings.

- (1) Screening
- (2) Wiring
- (3) Earthing
- (4) Isolating devices
- (5) Other means.

4.6.3.2 Screening

All cabinets containing electronic equipment in a high voltage environment should be screened in an appropriate way. When high frequency transients may cause operational failure, bonding of the various sections in the cabinet may be essential.

Les câbles qui entrent dans l'équipement, y compris ceux d'alimentation par batterie et dans certains cas les longs câbles d'alimentation secteur, doivent avoir des écrans pour réduire l'influence des phénomènes transitoires venant de sources extérieures couplées à ces câbles. Les écrans réduisent les couplages inductif et capacitif.

Le couplage inductif est réduit parce que le courant inducteur génère un courant qui circule dans l'écran. Celui-ci donne un courant induit dans le conducteur de signalisation concerné de sens contraire à celui induit directement par le courant inducteur d'origine. Le facteur réducteur est donné par le rapport entre la résistance de l'écran et l'impédance de la boucle terre-écran: comme ces deux impédances varient en fonction de la fréquence, le facteur réducteur varie également (Martin, 1977).

Le couplage capacitif est réduit même si l'écran est mis à la terre à une seule extrémité. Un écran moins « fermé » genre tresse est moins efficace qu'un écran formé d'une couche homogène.

Les méthodes de mise à la terre des écrans des câbles sont variées (Anders et Campling, 1976 ; Martin, 1977).

La mise à la terre des écrans aux deux extrémités ainsi qu'en des points intermédiaires réduit effectivement les tensions de mode commun en haute fréquence si la distance entre deux points de mise à la terre est inférieure au dixième de la longueur d'onde. Les écrans des câbles allant d'un point quelconque d'un poste à la salle de télécommunications sont souvent mis à la terre aux deux extrémités. Quelquefois cependant, ces câbles ne sont mis à la terre que du côté équipement de télécommunication, et l'extrémité située côté poste est susceptible d'être sujette à des potentiels très élevés par rapport à la terre locale en cas de courants de défaut de forte valeur. Pour la sécurité du personnel, la terre locale et le câble doivent être réunis quand on intervient à cette extrémité.

4.6.3.3. *Câblage*

Les deux fils d'un circuit donné doivent toujours être situés dans le même câble et de préférence constituer une paire équilibrée. La symétrie d'une paire réduit effectivement le couplage inductif en créant une tension série sur le circuit d'entrée. Pour profiter pleinement de la symétrie, les deux fils doivent être fermés sur un transformateur symétrique. L'utilisation de transformateurs réduit également les tensions de mode commun qui apparaissent entre la terre et chacun des fils de la paire. Il est recommandé d'avoir un écran mis à la terre entre les enroulements primaire et secondaire du transformateur.

Des signaux de niveaux ou de caractéristiques (analogique, digital), nettement différents doivent être acheminés dans des câbles séparés.

Dans les chemins de câble, les câbles doivent être de préférence groupés de façon à avoir la distance maximale entre les câbles transitant des signaux à fort niveau et ceux transitant des signaux à faible niveau; les câbles de signalisation ne doivent pas être placés dans les mêmes travées que les câbles haute tension. L'écartement minimal entre câbles de signalisation et câbles d'énergie qui ont un parcours parallèle assez long est de 0,6 m pour les tensions moyennes et 1,2 pour les hautes tensions.

4.6.3.4. *Mise à la terre*

Il faut disposer d'un bon réseau de terre dans toute la zone où on utilise des équipements électroniques. Le réseau de terre du poste peut très souvent servir de terre de référence. Les châssis des différents équipements doivent être réunis entre eux par des connexions de forte section et aussi courtes que possible.

In- and out-going cables, including battery supply and in some cases long mains supply cables, should be screened to minimize the influence of transients from external sources coupled to the cables. Screening will reduce both the inductive and capacitive coupling.

The inductive coupling will be reduced when the inducing current causes a current to flow in the screen. This will give an induced current in the signal wire opposed to that induced directly by the main inducing current. The reduction factor is determined by the ratio of the screen resistance and the impedance of the screen earth loop, and as these two impedances will change with frequency, the reduction factor will also vary (Martin, 1977).

The capacitive coupling will be reduced even if the screen is earthed at one end. A more 'open' screen, as constructed from woven braiding, is less effective than a screen made of a homogeneous layer.

The practices for earthing the cable screen differ (Anders and Campling, 1976; Martin 1977).

Earthing the screen at both ends and at intermediate points effectively reduces high frequency common mode voltage, if the distance between the earthing points is less than 1/10 of the wave length. Screens of cables from a switchyard to a telecommunication room are often earthed at both ends. However, sometimes such cables are earthed at the telecommunication equipment end only thus exposing the switchyard end to high voltages between the screen and local earth by heavy earth fault currents. For the sake of safety of personnel, the local earth should be coupled to the cable when working at that end.

4.6.3.3 Wiring

The forward and return conductors of a circuit should always lie in the same cable, preferably as a twisted pair. The symmetry of a twisted pair will effectively reduce the inductive coupling, causing series-mode voltage across the input circuit. To gain the full effect of this symmetry the cable should be terminated with a symmetrical transformer. The use of transformers will also reduce the common mode voltage developed between earth and the cable pair terminals. An earthed screen between the primary and secondary windings of the transformer is recommended.

Signals with clearly different power levels or characteristics (analog, digital) should be carried in separate cables.

On cable trays, the cables should preferably be grouped together to allow for the maximum distance between the highest and lowest power level and signal cables should not be placed on the same trays as high voltage cables. A minimum spacing between signal cables and power cables for a long-parallel run is 0.6 m for medium voltage cables and 1.2 m for high voltage cables.

4.6.3.4 Earthing

A good earth network should be available in the whole area where electronic equipment is used. The main station earth network can in many cases be used as reference earth. The different equipments should be bonded by the shortest possible heavy connections.

Les circuits de signalisation doivent être soit flottants soit mis à la terre en un seul point (normalement côté récepteur). Si deux mises à la terre sont nécessaires sur un circuit, un dispositif isolant doit être placé entre elles (transformateur, coupleur opto-électronique, relais intermédiaire).

Les écrans des câbles qui entrent dans une armoire doivent de préférence être mis à la terre en un point commun.

Ce point commun, le point de mise à la terre de l'armoire et l'armoire elle-même doivent, s'ils sont distincts, être réunis au réseau de terre principal de référence au moyen de connexions courtes.

Aucune partie du réseau de terre principal ne doit traverser un local comportant des équipements électroniques. Un défaut à la terre à l'intérieur du poste peut créer des courants de terre de forte valeur qui donnent naissance à un puissant champ électromagnétique au voisinage du réseau de terre. Un réseau de terre séparé pour les protections, utilisé comme terre de référence pour les armoires et les écrans des câbles de signalisation dans l'enceinte de la salle où se trouvent les équipements électroniques, est une solution satisfaisante. La terre des protections ne doit être reliée au réseau de terre principal qu'en un point et un seul.

Les règles de mise à la terre des écrans des câbles ont été données au paragraphe 4.6.3.2., blindage.

4.6.3.5. Dispositifs isolants

Sur les circuits qui pénètrent à l'intérieur d'un poste haute tension, il est d'usage de mettre des dispositifs isolants à proximité des équipements électroniques. Des relais, des coupleurs opto-électroniques ou des transformateurs sont utilisés.

Sur les circuits de signalisation et d'alimentation, il est souvent préférable d'employer des dispositifs appropriés tels que transformateurs ou coupleurs opto-électroniques. On peut utiliser des filtres pour limiter la largeur de bande des fréquences entrantes.

4.6.3.6. Autres moyens

Si la mise en place d'un bon réseau de terre, de câbles avec écran et symétriques n'est pas suffisante pour réduire les tensions transitoires à un niveau acceptable, il faut prendre d'autres précautions. Elles peuvent être les suivantes :

- a) Limiteurs de tension comme : parafoudres, parafoudres à gaz, diodes de clamping, diodes Zener, varistors, etc.
- b) On peut utiliser des filtres LC et RC pour amortir les pointes de tension et réduire les gradients de tension quand le retard qu'ils apportent n'est pas gênant. Du fait que les courants dus aux phénomènes transitoires sont de faible valeur, une petite résistance (100 ohms) associée à une diode de clamping peut souvent réduire suffisamment les surtensions sans introduire de retards gênants.

Les surtensions dues aux bobines et aux contacts des relais peuvent, dans de nombreux cas, être réduites par une diode en parallèle sur la bobine du relais et par un réseau pare-étincelles, formé d'un condensateur en série avec une résistance, en parallèle sur les contacts.

Signal circuits must be floating or earthed at one single point (normally at the receiver). When two earth points are required in the circuit, an isolating barrier (transformer, optical device, interposing relay) must be inserted between them.

Cable screens entering a cabinet should preferably be earthed at a common earth plate. This plate, the cabinet and the cabinet earth, if separated, should be effectively bonded to the reference main earth system by means of short connections.

No part of the main earth system should pass right through a room with electronic equipment. An earth fault within the station may cause heavy earth currents, setting up a strong electromagnetic field in the vicinity of the earth network. A separate protection earth system, used as reference earth for cabinets and signal cable screens within the electronic equipment room is a satisfactory solution. The protective earth should be connected to the main earth system at one single point only.

Rules for earthing of cable screens are given under Section 4.6.3.2 - Screening.

4.6.3.5 Isolating devices

On circuits entering from a H.V. switchyard, it is usual to insert isolating barriers close to the electronic equipment. Relays, optical devices or transformers can be used.

For signal circuits and voltage supply circuits, it is often preferable to employ appropriate barriers such as transformers or optical devices. Filters can be used to restrict the band-width of the incoming frequencies.

4.6.3.6 Other means

If introduction of a good earth network, screened cables and symmetry are not sufficient to reduce the transients to a tolerable level, other precautions have to be taken. These can take the following forms:

- (a) Voltage limiters, such as: voltage arrestors, gas discharge devices, clamping diodes, Zener diodes, varistors etc.
- (b) LC- and RC-filters for damping the peak voltages and reducing the voltage gradients can be used, when the time delay they cause is acceptable. Because of the small currents introduced by the transients, a small resistor (100 ohms) together with a clamping diode can often reduce a transient sufficiently, without introducing unacceptable delays.

Transients from relays and contactors can, in many cases, be reduced by diodes across the relay coil, and by spark-suppressors consisting of a series connection of R and C across the relay contacts.

4.6.3.7. *Caractéristiques exigées pour la tenue en tension*

Les caractéristiques exigées pour la tenue en tension des équipements C.P.L. sont données dans la publication C.E.I. N° 495, chapitre 7.

4.7. **Disponibilité opérationnelle, MTBF, etc.**

Les réseaux de télécommunication sont d'une importance primordiale pour les compagnies d'électricité en vue d'une exploitation économique et sûre des réseaux de transport d'énergie. Les réseaux de télécommunication contribuent à la sécurité des individus et à la prévention de dégâts à de coûteuses installations; ils assurent également la continuité d'une alimentation ininterrompue en énergie électrique qui est un élément essentiel des conditions de vie et de la sécurité de la population.

La complexité croissante des réseaux de transport d'énergie et des problèmes de mouvements d'énergie conduit à une complexité correspondante des systèmes de traitement de données et des systèmes de conduite nécessaires à l'exploitation; le réseau de télécommunication en est une partie fondamentale. Les dispositions nécessaires pour l'exploitation et la maintenance de ces systèmes doivent être examinées dès les premières études de planification. Les constructeurs doivent être capables de donner des informations détaillées sur des paramètres comme le MTBF et le MTTR de leurs équipements, la continuité d'approvisionnement en pièces de rechange, etc. si bien qu'on puisse choisir une philosophie globale du système permettant de se tourner vers une solution de repli en cas de panne.

Des détails concernant les sessions de formation pour les personnels de toute nature font également partie des informations nécessaires à la planification.

4.7.1. *Exploitation*

Dans ce paragraphe, on attire l'attention sur les aspects les plus significatifs de l'exploitation.

4.7.1.1. *Responsabilité de l'exploitation*

L'exploitation d'un réseau C.P.L. doit de préférence être placée sous la responsabilité *d'un seul* service ou département de la compagnie.

4.7.1.2. *Planification de la maintenance*

Dans un grand réseau, il est judicieux de préparer une planification de la maintenance préventive requise. Des coupures peuvent être dues à une maintenance non prévue, à l'addition de nouveaux canaux, à un changement de fréquence, etc.

Cette planification doit être placée sous la responsabilité du même service que celui mentionné au paragraphe 4.7.1.1.

4.7.1.3. *Supervision des systèmes C.P.L.*

Il est quelquefois intéressant de surveiller les performances des liaisons en fonction des variations des points suivants (ou de certains d'entre eux seulement) :

- niveau des principaux oscillateurs;
- niveau d'émission;
- niveau de réception;
- niveaux des canaux signaux;
- niveaux des canaux de transmission de données;
- tension d'alimentation, etc.

4.6.3.7 Voltage withstand requirements

The voltage withstand requirements for p.l.c. equipment are given in IEC-publication 495, clause 7.

4.7 Operational Availability, MTBF etc.

The telecommunication networks are of great importance to the Power Authorities for the economic and safe operation of the power systems. The telecommunication networks contribute to the safety of human life and to the prevention of damage to costly plant, as well as ensuring the continuation of an uninterrupted economic electricity supply essential to the livelihood and safety of the community.

The increasing complexity of power systems and energy management requires correspondingly complex information data handling and control systems for its management of which the telecommunications network form a vital part. The operation and maintenance arrangements for such systems have to be considered at the earliest planning stages. The manufacturers should be able to offer detailed information on such factors as the predicted MTBF and MTTR, the continuing availability of spares etc., so that the overall system philosophy may be chosen to permit reversion to a back-up mode in the event of any failures.

Details of training courses for different types of staff are also a necessary part of the information required in planning.

4.7.1 Operation

In this section attention is drawn to the most significant operation aspects.

4.7.1.1 Operational responsibility

The operation of a p.l.c. network should preferably be the responsibility of only one section or department of the Authority.

4.7.1.2 Plans for maintenance

In a large network it is advisable to make advance plans for any preventative maintenance required. Interruptions can be caused by unplanned maintenance, adding new circuits, changing frequency etc.

The planning should be the responsibility of the same section mentioned in Section 4.7.1.1.

4.7.1.3 Supervision of P.L.C. systems

It is sometimes advisable to monitor system performance with reference to some or all of the following:

- level of important oscillators
- transmit level
- receive level
- levels of signal channels
- levels of data transmission channels
- supply voltage, etc.,

La meilleure façon d'effectuer cette supervision est, si c'est faisable, de disposer de systèmes de contrôle équipés d'appareils de mesure et d'alarmes. Les alarmes, regroupées si besoin est, peuvent être reliées à une installation centrale de surveillance pour tout le réseau C.P.L., comme on le fait souvent pour les réseaux de faisceaux hertziens.

4.7.2. Disponibilité

Le degré de disponibilité requis dépend du type de canal utilisant les liaisons d'un réseau C.P.L.. Un tel réseau peut comporter :

- a) Des canaux pour la téléphonie seulement;
- b) Des canaux pour les signaux de téléconduite ou de transmission de données;
- c) Des canaux pour des signaux de protection (téléprotection);
- d) Des canaux pour la commande de disjoncteurs sans critère local (télé déclenchement);
- e) Des systèmes mixtes (toute combinaison de a à d).

Les performances demandées sont normalement plus sévères pour les applications c), d) et e) que pour a) et b).

Les exigences de disponibilité diffèrent pour chaque application. Dans un grand réseau de transmission de données ayant certaines performances requises pour la disponibilité de l'ensemble du réseau (par exemple 99 pour cent), chaque liaison doit avoir une meilleure disponibilité (peut-être 99.9 pour cent). Les paramètres les plus importants qui ont une influence sur la disponibilité des liaisons C.P.L. sont :

- a) La qualité de l'équipement C.P.L.;
- b) La qualité de l'alimentation (en continu ou en alternatif);
- c) La disponibilité de la ligne d'énergie;
- d) L'environnement;
- e) La maintenance.

Si les exigences de disponibilité sont très élevées, il peut être nécessaire de doubler les équipements ou de disposer d'autres chemins.

La qualité d'un équipement C.P.L., sa conception et sa construction ont une influence sur le MTBF obtenu. Le MTBF donne une idée générale de la qualité: pour les équipements transistorisés actuels, on obtient des MTBF de 50 000 heures au moins.

Il est important d'examiner le MTBF pour une liaison C.P.L. donnée en séparant la part due aux composantes suivantes :

- f) Défauts affectant la ligne d'énergie elle-même, défauts affectant les circuits-bouchons et les dispositifs de couplage;
- g) Travaux sur la ligne d'énergie donnant des coupures des circuits de transmission;
- h) Défauts affectant les équipements C.P.L. eux-mêmes.

Le MTTR (Temps Moyen pour Réparer), associé au MTBF, rend possible le calcul de la disponibilité du réseau.

Les autres paramètres donnant des informations sur la qualité d'un réseau C.P.L. sont :

- i) La stabilité des niveaux à fréquence vocale; il est très important d'avoir une stabilité à long terme telle que les niveaux restent constants à environ ± 1 dB près sur une période de 2 à 3 ans;

Where feasible the best way to do this supervision is to arrange monitors equipped with meters and alarms. The alarms, grouped if required, can be connected to a central monitoring installation for the whole p.l.c. network, as is frequently the practice with microwave radio link networks.

4.7.2 Availability

The required degree of availability differs between the types of circuits in a p.l.c. network. In such a network there may be:

- (a) Circuits for telephony only,
- (b) Circuits for remote control signals or data transmission,
- (c) Circuits for relay protection signals (teleprotection),
- (d) Circuits for breaker operation without local control (remote tripping),
- (e) Combined systems (two or more of circuits a-d).

The requirements are normally higher for circuits (c), (d), (e) than for (a) and (b).

The availability requirements for each application differ. In a large data transmission system with certain requirements for overall system availability (say 99%) each circuit must give a much higher figure, (perhaps 99.9%). The most important factors having an influence on availability for p.l.c. circuits are,

- (a) Quality of the p.l.c. equipment,
- (b) Quality of a.c. or d.c. supply voltage,
- (c) Power line availability,
- (d) Environment,
- (e) Maintenance.

If the availability requirements are very high it may be necessary to arrange for dual systems or alternative routes.

The quality of the p.l.c. equipment, design and construction affects the MTBF achieved. The MTBF figure gives a general idea of the quality and for existing transistorised equipment figures of at least 50 000 hours can be achieved.

It is important to consider the MTBF figures for p.l.c. circuits alone, and to separate the figures between:

- (f) Faults on the power line itself, faults in traps and coupling equipment.
- (g) Work on the power line causing interruptions in the carrier circuits.
- (h) Faults in the p.l.c. equipment itself.

The MTTR (Mean time to repair) together with the MTBF make it possible to calculate an availability figure for the network.

Other factors giving information about quality of a p.l.c. system are:

- (i) Stability of VF-levels; It is very important that long term stability is such that the figures remain constant to within, say 1 dB, over a period of 2-3 years.

- j) La distorsion, le rapport S/B interne, les produits d'intermodulation et la courbe de réponse en fréquence; il est important d'en connaître les valeurs pour détecter une dégradation du fonctionnement;
- k) La qualité de l'alimentation (continue ou alternative) influe sur la disponibilité globale et les conditions suivantes doivent être remplies:
 - (i) La tension d'alimentation doit être présente en permanence; des coupures ne sont pas admissibles;
 - (ii) La valeur de la tension d'alimentation doit être maintenue à $\pm 10\%$ près;
 - (iii) La tension d'alimentation ne doit pas être sujette à des niveaux de surtensions transitoires gênants et dans le cas d'alimentation alternative, elle doit avoir une faible distorsion harmonique;
- l) La ligne d'énergie elle-même est d'une façon générale, un chemin fiable pour les signaux à courants porteurs. Cependant, il y aura des périodes de plusieurs heures ou de plusieurs jours au cours desquelles la ligne doit être mise à la terre pour travaux.

Il n'est pas possible de donner des chiffres significatifs pour les coupures de ce genre du fait que les méthodes de travail varient d'un pays à l'autre et que les motifs pour lesquels les lignes sont coupées (travaux, défauts, maintenance, etc.) varient largement d'une ligne à l'autre, suivant le niveau de tension et aussi suivant les pays. Néanmoins, on attire l'attention sur la nécessité d'étudier pour chaque cas les statistiques de disponibilité du support de transmission.

La durée de ces coupures peut être considérablement réduite si on prend soin de s'assurer que les circuits-bouctions sont branchés de façon à éviter les coupures de la liaison à courants porteurs dues aux manœuvres haute tension, y compris les mises à la terre de la ligne.

- m) Les paramètres d'environnement influant sur la disponibilité comprennent le fait de maintenir une température stable dans la salle où se trouvent les équipements. Elle doit rester si possible comprise entre $+18^{\circ}$ et $+30^{\circ}\text{C}$. Pour obtenir une bonne disponibilité, il faut rester dans ces limites de température et avoir un taux d'humidité compris entre 35 et 70 %.

La pollution de l'air par les poussières et les produits chimiques doit être maintenue à un niveau aussi bas que possible.

4.7.3. *Maintenance*

Pour effectuer une maintenance, il est important de s'assurer que les interfaces avec les autres équipements soient clairement définis. Ceci contribue à une bonne efficacité de l'organisation de la maintenance et a pour résultat une meilleure disponibilité globale du réseau C.P.L..

Le personnel doit être composé de spécialistes correctement formés et organisé de telle façon qu'il puisse y avoir des interventions d'urgence.

Tous les documents nécessaires au fonctionnement et à la maintenance doivent avoir été distribués bien avant que la mise en service n'ait lieu. Il est également important d'avoir les résultats des essais effectués au moment de la réception en usine et ceux de modifications ultérieures éventuelles. Conserver les valeurs de la mise en service (affaiblissement en fonction de la fréquence, mesures d'impédances) est également important pour effectuer des comparaisons lorsqu'il y a de mauvais fonctionnements (défauts dans le couplage par exemple).

La formation adéquate du personnel est très importante. La maintenabilité du réseau doit être planifiée

- (j) Figures concerning distortion, internal S/N ratio, intermodulation products and frequency response curve, are also important so that any degradation can be detected.
- (k) The quality of a.c. or d.c. supply affects the total availability and the following requirements should be fulfilled:
 - (i) The supply voltage must be continuous, interruptions are not allowed.
 - (ii) Supply voltage level to be maintained within $\pm 10\%$.
 - (iii) Supply voltage must not contain undesirable levels of transients and in case of a.c. have a low harmonic distortion.

(l) The power line itself generally offers a very reliable path for the p.l.c. signals. There will however be periods of several hours or days when the line has to be earthed because of maintenance.

It is not possible to give meaningful figures of the extent of such outages, since the practices in different countries and the reasons why lines are switched out (maintenance, faults, voltage control etc.) vary widely from line to line and at different voltage levels, as well as between various countries. Nevertheless, attention is drawn to the need in a given case to study the statistics of the path availability.

The duration of such outages can be significantly reduced if care is taken to ensure that the line traps are connected in such a way as to avoid interruption to the carrier system being caused by switching operations including line earthing.

- (m) Environmental factors influencing availability include the maintenance of a stable temperature in equipment rooms. These should if possible be kept within 18 to 30°C. To maximise the availability the temperature range should be kept within +18 to +30°C. The humidity should be kept within 35 to 70%.

Pollution of the air, such as by dust, grime and chemical products, should be kept at low levels.

4.7.3 Maintenance

In undertaking maintenance, it is important to ensure that the interfaces to other equipments are clearly defined. This contributes to good efficiency in the maintenance organisation and results in a better total availability for the p.l.c. network.

The staff must include properly trained specialists, organised so that emergency service can be given.

All the necessary documents for operation and maintenance should be delivered in good time before the installation is made. It is also of importance to have test results both at the time of commissioning and of subsequent changes. Records of line runs (i.e. attenuation against frequency, impedance measurements etc.) are also important for comparison, when faults develop in coupling equipment.

The proper training of the staff is very important. System

dès le début de l'étude. La documentation doit comprendre des informations pour la localisation des pannes et leur réparation (MTTR, travail devant être effectué par des ingénieurs ou des agents techniques, etc.) ainsi que des informations détaillées sur la maintenance préventive nécessaire. Le constructeur doit fournir une documentation complète avec les renseignements pour la maintenance et il doit offrir des sessions de formation pour le personnel.

Il y a deux types d'appareils de maintenance. Les uns sont utilisés quotidiennement pour des essais ou une maintenance préventive et ils font souvent partie de l'équipement. Les autres sont du genre appareil de mesure; ils peuvent être gardés dans un atelier central et utilisés lors d'essais périodiques ou lors des mises en service.

Il est judicieux d'examiner le problème particulier du type et du nombre de pièces et de composants de rechange nécessaires. Cette étude doit également indiquer la réparation de ces pièces et composants de rechange entre les différentes installations et un magasin central.

Si la taille du réseau justifie qu'une compagnie d'électricité ait son propre atelier de réparations, il est alors judicieux d'avoir un équipement C.P.L. complet en plus pour la vérification du fonctionnement des sous-unités. Cet équipement supplémentaire permet aussi des actions de formation du personnel.

Les équipements modernes ne nécessitent pratiquement pas de maintenance préventive quoiqu'elle soit quelquefois nécessaire avec une périodicité de deux ans ou même plus. Il est par conséquent nécessaire d'avoir un bon système de classement statistique des pannes et de l'utiliser pour décider de la date à laquelle une maintenance préventive est nécessaire. Les statistiques des défauts affectant les équipements fournissent également des informations sur la nécessité de faire des modifications pour améliorer les performances et diminuer les défaillances.

4.7.4. *Considérations économiques*

Il faut utiliser la méthode du « COÛT TOTAL ». Cela signifie qu'il faut inclure dans les estimations de coût des systèmes C.P.L., pour la durée de vie de l'équipement, les recherches et réparations des pannes, la maintenance préventive, les pièces et composants de rechange et la formation technique.

Il est par conséquent nécessaire de traiter toutes ces questions avant d'acheter le matériel. Le constructeur doit être capable de donner des informations détaillées concernant les pièces de rechange nécessaires et les nomenclatures de composants, et des garanties pour des paramètres comme le MTBF, le MTTR (suivant les différentes méthodes de maintenance). En outre le constructeur doit indiquer combien de temps il a l'intention de maintenir ces pièces en stock. Des sessions de formation pour des personnels de différents niveaux doivent faire partie de ces informations et on doit donner des garanties quant à un minimum de résultats après avoir suivi l'une de ces sessions.

5. REMERCIEMENTS

Les membres du Groupe de Travail remercient les collègues qui les ont aidés en contribuant à la préparation de ce guide et leurs compagnies qui ont bien voulu fournir les locaux pour les réunions et les moyens de secrétariat nécessaires. Ils remercient chaleureusement M. C.E. Dadson pour son aide pour l'édition de ce guide.

maintainability should be planned at an early stage, well before the contract is written. The contract should include the requirements for fault location and repairs (such as MTTR, whether the work should be done by engineers or technicians etc.) and details of what preventive maintenance is needed. The manufacturer should offer all the necessary documents for this, together with maintenance records, and training courses for the staff etc.

Service instruments are of two kinds. One is of the type used for daily tests or preliminary fault finding, and is often included within the equipment. The other type is of the precision variety, which can be held at a central depot and used for detailed periodic tests or during commissioning.

It is advisable to make a special investigation into the type and number of spare parts and units required. Such an investigation should also indicate how the spare parts and units will be divided between the local installations and a central supply depot.

If the network is large enough to justify an Electricity Authority owned repair shop, then it is advisable to have a spare complete p.l.c. terminal for checking units. It also provides training facilities.

Modern equipment requires very little preventive maintenance although this may sometimes be necessary at intervals of two years or even longer. It is therefore necessary to have a good system of fault reporting and statistics and to use this to decide when preventive maintenance is necessary. Fault statistics will also provide information on the desirability of introducing modifications to improve performance and reduce failures.

4.7.4 Economy

The 'LIFE CYCLE COST' method should be used. This means that the costs during the lifetime of the equipment for operation, fault location, repair, preventive maintenance, spare parts and units as well as for technical training should be included in the cost estimates of p.l.c. systems.

It is therefore necessary to deal with all these questions before purchasing the system. The manufacturer should be able to give detailed information and guarantees concerning factors such as MTBF, MTTR (with different maintenance methods), necessary spare parts and unit lists. Furthermore the manufacturer should indicate how long he intends to maintain such spares in stock. Training courses for different types of staff should also be included in this information and guarantees given for minimum results after training is completed.

5. ACKNOWLEDGEMENTS

The members of the Working Group acknowledge the assistance of their colleagues who contributed to the preparation of this guide and that of their respective organisations for providing the secretarial, meeting, drawing and printing facilities. The assistance of Mr C.E. Dadson in contributing to the editing of the Guide is gratefully acknowledged.

6. COMPOSITION DU GROUPE DE TRAVAIL

La composition du Groupe de Travail 04 a été modifiée depuis le commencement du travail; mais toutes les personnes suivantes ont contribué à la préparation du guide.

- R.E. Martin(GB), Chef de file *
- M. Aiminio (I) †
- E. Alsleben (D) †
- A.D. Blachford (CDN) *
- J.K. Carrothers(IRL)
- F. Eggimann (CH), représentant le GT04 auprès du CES 7 de la C.E.I. †
- R. Feil (D) *
- F. Heath (CDN) (par correspondance)
- T. Joransson (S) *
- CH. Magnus (N) *
- K. Morf (CH) *
- C. Starace (I) †
- E. Pace (I) *
- K. Nishimoto (J) (par correspondance) *
- A. de Quervain (CH)
- R.J. Ritter (CH) †
- J. Ronzière (F) *
- T.M. Swingle (USA)

* Membre du GT04 en octobre 1978

† A été membre du GT04

7. BIBLIOGRAPHIE

- Adams G.E. (1959). – Wave propagation along unbalanced high-voltage power lines. AIEE Trans. PAS. vol. 78, August pp. 639-647.
- Adams G.E. and Barthold L.O. (1960). – The calculation of attenuation constants for radio noise of overhead Lines, AIEE Trans. PAS, Dec. pp. 975-981.

6. MEMBERS OF WORKING GROUP

The membership of the Working Group 04 has changed since the work was started, but the following contributed to the preparation of the Guide.

- R.E. Martin (GB) Convenor *
- M. Aiminio (I) +
- Dr E. Alsleben (D) +
- A.D. Blachford (C) *
- J.K. Carrothers (EI)
- Dr F. Eggimann (CH) representing WGO4 on IEC TC 57 +
- R. Feil (D) *
- F. Heath (C) (by correspondence)
- T. Joransson (S) *
- Ch. Magnus (N) *
- K. Morf (CH) *
- C. Starace (I) +
- E. Pace (I) *
- K. Nishimoto (J) (by correspondence) *
- Dr A. de Quervain (CH)
- R.J. Ritter (CH) +
- J. Ronziere (F) *
- T.M. Swingle (USA)

* Members of WGO4, October 1978

+ Past member of WGO4

7. REFERENCES

Adams, G.E., 1959, Wave propagation along unbalanced high-voltage power lines. AIEE Trans. PAS. vol.78, August pp.639-647

Adams, G.E. and Barthold, L.O., 1960, The calculation of attenuation constants for radio noise of overhead lines, AIEE Trans. PAS, Dec. pp. 975-981

- Alsleben E. (1962). – Valeurs des grandeurs caractéristiques des réseaux à haute tension à prendre en considération pour l'établissement d'un projet d'installation à courants porteurs et données pour la mesure de ces grandeurs. Guiding values for the planning of power line carrier communication systems. Report No. 319, CIGRE.
- Alsleben E. and Bergmann G. (1970). – Entkopplung von Hochspannungsnetzen für die Trangefrequenzübertragung (TFH), *Öze* 23, No. 4, pp. 127-131.
- Alsleben E., Finckh B. and Lautensach H. (1972). – Télécommunication par câbles aériens sur lignes d'énergie. Telecommunication by means of aerial cables on power lines. CIGRE Rep. No. 35-05.
- Alsleben E. and Schumm E. (1967). – Protective signal transmission over power lines. Translation of reprint EZ. Issue B. Vol. 19 4, pp. 89-95.
- Alsleben E. and Schumm E. (1967a). – Schutzsignalübertragung auf Hochspannungsleitungen. *ETZ*, B19, No. 4, pp. 89-95.
- Anders R. and Campling A.C. (1976). – Recherches sur les perturbations dans la filerie secondaire de postes et de centrales à haute tension. Investigations into interface in substation and power station auxiliary cabling. CIGRE Paper 36-09.
- Annestrand S.A. (1972). – Radio Interference from HVDC Converter Stations, *IEEE* Vol. PAS-91, pp. 874-882, May/June.
- Bacon G.H., Fiedler H.J., Lindh C.B. and Molnar A.J. (1975). – Power line carrier for high voltage D.C. systems. *Proc. American Power Conference*, Vol. 37, pp. 907-915.
- Baranowsky R. (1962). – Expérimentations en service des transmissions électriques à fréquences porteuses au moyen de câbles de terre. Operational experience with carrier frequency transmissions via insulated earth wires. CIGRE No. 320.
- Barthold L.O. (1964). – Radio frequency propagation on polyphase lines. *IEEE Trans. PAS*. Vol. 83. July, pp. 665-671.
- Barthold L.O. and Glade J. (1964). – La propagation des hautes fréquences sur les lignes aériennes. The propagation of high frequencies on overhead lines (CIGRE), rapport n° 420.
- Benndorf H., Dürrstein H., Kirch, H.J. and Levacher F.K. (1976). – Ligne aérienne d'énergie et de télécommunications, et dispositif de couplage, assurant la transmission d'énergie et d'informations dans les réseaux d'énergie à haute tension. Overhead communication power line and coupling device for power and information transmission systems in HV power line networks, CIGRE Rep. No. 35-05.
- Borgvall T., Holmgren B., Sunden D., Widström T. and Norbäck K. (1970). – Tensions prenant naissance dans les câbles de commande des postes pendant les manœuvres de coupure. Voltage in substation control cables during switching operations. CIGRE Paper 36-05.
- Brestkina E.E., Rabinovitch I.K., Sidel'Nikov V.V. and Sokh H.F. (1966). – Links using bundled conductors of Overhead power lines. *Eiekt. Stantsii*, 37, No 8, pp. 65-69, August.
- Carson J.R. (1926). – Wave propagation in overhead wires with ground return. *B.S.T.J.*, 5, Oct. pp. 539-554.
- Carson J.R. and Hoyt R.S. (1927). – Propagation of periodic currents over a system of parallel wires. *B.S.T.J.*, 6, pp. 495-545.
- Chevallier A. (1945). – Propagation d'ondes à haute fréquence le long d'une ligne triphasée symétrique. *Rev. Gen. de l'Électricité*, Jan. Vol. 54, pp. 25-32.

- Alsleben, E., 1962, Guiding values for the planning of power line carrier communication systems. Report No. 319, CIGRE
- Alsleben, E. and Bergmann, G., 1970, Entkopplung von Hochspannungsnetzen für die Tragefrequenzübertragung (TFH), ÖZE 23, No. 4, pp. 127-131
- Alsleben, E., Finckh, B. and Lautensach, H., 1972, Telecommunication by means of aerial cables on power lines. CIGRE Rep. No. 35-05
- Alsleben, E. and Schumm, E., 1967, Protective signal transmission over power lines. Translation of reprint EZ. Issue B. Vol.19 4, pp. 89-95
- Alsleben, E. and Schumm, E., 1967a, Schutzsignalübertragung auf Hochspannungsleitungen. ETZ, B19, No. 4, pp. 89-95
- Anders, R. and Campling, A.C., 1976, Investigations into interface in substation and power station auxiliary cabling. CIGRE Paper 36-09
- Annestrand, S.A., 1972, Radio Interference from HVDC Converter Stations, IEEE Vol. PAS-91, pp.874-882, May/June
- Bacon, G.H., Fiedler, H.J., Lindh, C.B. and Molnar, A.J., 1975, Power line carrier for high voltage D.C. systems. Proc. American Power Conference, Vol. 37, pp.907-915
- Baranowsky, R., 1962, Operational experience with carrier frequency transmissions via insulated earth wires. CIGRE No. 320
- Barthold, L.O., 1964, Radio frequency propagation on polyphase lines. IEEE Trans. PAS. Vol. 83, July, pp.665-671
- Barthold, L.O. and Clade, J., 1964, La propagation des hautes fréquences sur les lignes aériennes. Conf. Internat. Grands Réseaux Electriques (CIGRE), rapport no. 420
- Benndorf, H., Dürrstein, H., Kirch, H.J. and Levacher, F.K., 1976, Overhead communication power line and coupling device for power and information transmission systems in HV power line networks, CIGRE Rep. No. 35-05
- Borgvall, T., Holmgren, B., Sunden, D., Widström, T. and Norbäck, K., 1970, Voltages in substation control cables during switching operations. CIGRE Paper 36-05
- Brestkina, E.E., Rabinovitch, I.K., Sidel'Nikov, V.V. and Sokh, H.F., 1966, Links using bundled conductors of overhead power lines. Elekt. Stantsii, 37, No. 8, pp.65-69, August
- Carson, J.R., 1926, Wave propagation in overhead wires with ground return. B.S.T.J., 5, Oct. pp.539-554
- Carson, J.R. and Hoyt, R.S., 1927, Propagation of periodic currents over a system of parallel wires. B.S.T.J., 6, pp.495-545
- Chevallier, A., 1945, Propagation d'ondes à haute fréquence le long d'une ligne triphasée symétrique. Rev. Gen. de l'Electricité, Jan. Vol. 54, pp.25-32

- Chevallier A., (1961). – Prédétermination des conditions de propagation d'une onde à haute fréquence se propageant le long d'une ligne triphasée symétrique à haute tension lorsque le générateur de cette onde attaque la ligne entre un conducteur de phase et la terre. Rev. Gen. de l'Électricité, April, Vol. 60, pp. 164-172.
- C.I.G.R.E. (1969). – 'Teleprotection'.
- C.I.G.R.E. (1974). – Memorandum sur les courants porteurs. Memorandum on Power Line Carrier, CIGRE.
- C.I.G.R.E. (1975). – Guide pratique sur des perturbations radiophoniques. Practical guide on radio interference caused by H.V. equipment, CIGRE.
- C.I.G.R.E. Letter from R. Pelissier, Secretary General, dated 21 July 1977 to Mr J.F. Montgomerie, ICAO European Office and attachment 'Interlaken 1977'.
- Dewsnap, Prof. G.C., 1977, Intrabundle propagation. C.E.R.L. Laboratory Note No. R.D/L/N 44/77.
- E.D.F. (1975). – Étude expérimentale du champ électromagnétique dû aux liaisons par courants porteurs. Rapport-Ref. RD/MPS No. 7541, Décembre.
- Eggiman F., Senn W. and Morf K., The transmission characteristics of high voltage lines at carrier frequencies. Brown Boveri Review, Vol. 64, No. 8, pp. 449-459, 1977.
- Efthymiadis A.E. and Wedepohl Prof. L.M. (1978). – Propagation characteristics of infinitely-long single conductor lines by the complete field solution method. Proc. IEE. Vol. 125, No. 6, June, pp. 511-517.
- Finckh B. (1973). – Wissenswertes über Luftkabel am Hochspannungsgestänge. Elektr.-Wirtschaft 72 H. 16 pp. 594-598.
- Fleischauer W., Podszcek H.K. and Vogl W. (1964). – Multi-channel carrier transmission over H.T. bundled conductors. Siemens Review, XXXI, No. 1.
- Fraser J.M., Hass H.H. and Schachtman M.G. (1967). – An improved high-frequency radiotelephone system featuring constant net loss operation. R.S.T.T. Vol. 40, No. 4. April.
- "400 kV Forschungsgemeinschaft : die 400 kV Forschungsanlage Rheinau, Teil III Störpegelmessung" 400 kV Forschungsgemeinschaft e.V. Heidelberg 1960.
- Friedmann W., Robertson A.N. and Stillhard C. (1972). – 765 kV power line carrier communications. II – experimental determination of power line carrier parameters, Trans. IEEE PAS, March/April, pp. 580-586
- Galloway R.H., Shorrocks W.B. and Wedepohl L.M. (1964). – Calculation of electrical parameters for short and long polyphase transmission lines Proc. IEE., III, (12), p. 2051.
- Gary C. (1976). – Approche complète de la propagation multifilaire en haute fréquence par utilisation des matrices complexes. Bulletin de la Direction des Études et Recherches, Électricité de France, Série B, No. 3/4 pp. 5-20.

- Chevallier, A., 1951, Prédétermination des conditions de propagation d'une onde à haute fréquence se propageant le long d'une ligne triphasée symétrique à haute tension lorsque le générateur de cette onde attaque la ligne entre un conducteur de phase et la terre. Rev. Gen. de l'Electricité, April, Vol. 60, pp.164-172
- C.I.G.R.E., 1969, 'Teleprotection'
- C.I.G.R.E., 1974, Memorandum on Power Line Carrier, CIGRE
- C.I.G.R.E., 1975, Practical guide on radio interference caused by H.V. equipment, CIGRE
- C.I.G.R.E., Letter from R. Pelissier, Secretary General, dated 21 July 1977 to Mr J.F. Montgomerie, ICAO European Office and attachment 'Interlaken 1977'
- Dewsnap, Prof. G.C., 1977, Intrabundle propagation. C.E.R.L. Laboratory Note No. RD/L/N 44/77
- E.D.F., 1975, Etude expérimentale du champ électromagnétique dû aux liaisons par courants porteurs. Rapport Ref. RD/MPS No. 7541, Decembre
- Eggiman, F., Senn, W. and Morf, K., The transmission characteristics of high voltage lines at carrier frequencies. Brown Boveri Review, Vol. 64, No. 8, pp. 449-459, 1977
- Efthymiadis, A.E. and Wedepohl, Prof. L.M., 1978, Propagation characteristics of infinitely-long single conductor lines by the complete field solution method. Proc. IEE, Vol. 125, No. 6, June, pp.511-517
- Finckh, B., 1973, Wissenswertes über Luftkabel am Hochspannungsgestänge. Elektr.-Wirtschaft 72 H. 16 pp.594-598
- Fleischauer, W. Podszeck, H-K. and Vogl, W., 1964, Multi-channel carrier transmission over H.T. bundled conductors. Siemens Review, XXXI, No. 1
- Fraser, J.M., Hass, H.H. and Schachtman, M.G., 1967, An improved high-frequency radiotelephone system featuring constant net loss operation. B.S.T.J. Vol. 46, No. 4, April
- "400 kV Forschungsgemeinschaft: die 400 kV Forschungsanlage Rheinau, Teil III Störpegelmessung" 400 kV Forschungsgemeinschaft e.V. Heidelberg 1960
- Friedmann, W., Robertson, A.N. and Stillhard, C., 1972, 765 kV power line carrier communications. II - experimental determination of power line carrier parameters, Trans. IEEE PAS, March/april, pp 580-586
- Galloway R.H., Shorrocks, W.B. and Wedepohl, L.M., 1964, Calculation of electrical parameters for short and long polyphase transmission lines. Proc. IEE., III, (12), p 2051
- Gary, C., 1976, Approche complète de la propagation multifilaire en haute fréquence par utilisation des matrices complexes. Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Electricite de France, Serie B, No. 3/4 pp.5-20

- Gronlie L. (1956). – High frequency transmission along power lines. E.T.T. Vol. 69, pp. 201-208, June.
- Hammarlund B. (1968). – Telecommunication for HVDC transmission IEEE Vol. PAS-87 No. 3 pp. 690-694. March.
- Hasler E.F., Martin R.E. and Pullen F.D. (1975). – Communication systems using bundle conductor overhead power lines. Trans. IEEE, PAS-94, No. 2 March/April.
- Hasler E.F. (1975). – The design and predicted performance of intrabundle insulation. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2, March/April.
- Hasler E.F., Martin R.E. and Pullen F.D. (1975). – Communication systems using bundle conductor overhead power lines. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2, March/April.
- Heath F.J., Private communication dated 7 April 1978. Ontario Hydro HS-B15.
- Henderson M. (1977). – Developments in lead-acid batteries, Electronics and Power, IEE, June.
- Hedman D.E. (1965). – Propagation on overhead transmission lines. Part I: Theory of modal analysis, IEEE 31 TP 65-101 pp. 200-5. Part II: Earth conduction effects and practical results. IEEE Trans. Power Apparatus and Syst. (USA), No. 3, March. pp. 200-211, IEEE 31 TP 65-102.
- Hooper J. (1961). – Carrier coupling to high voltage lines by parallel transmission lines, theoretical Investigations. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 1056.
- Hooper J.H. (1975). – Radiation from the down-droppers of a power line carrier installation. Trans. IEEE Vol. PAS-94, 2, March-April.
- Hooper J. and Pullen F.D. (1965). – Discussion. IEEE Power apparatus and systems, Vol. 84, 6, June pp. 492-494.
- Hooper J. and Pullen F.D. (1966). – Carrier coupling to high-voltage lines by parallel transmission lines: experimental investigations. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 1353.
- Hirsch F. (1974). – Outdoor measurements under natural conditions in Dossenwald (D.C. Voltage), Colloque International, F.G.H. Mannheim, Nov.
- I.C.A.O. International Civil Aviation Organisation, Aeronautical Telecommunications, Anex 10.
- I.E.C. TC No. 57, Manual for the planning of (SSB) power line carrier systems. International Electrotechnical Commission.
- I.E.C. (1971). – Line traps. I.E.C. Recommendation 353.
- I.E.C. (1974a). – Recommended values for characteristic input and output quantities of single sideband power line carrier terminals. I.E.C. Recommendation 495.

- Gronlie, L., 1956, High frequency transmission along power lines. E.T.T. Vol. 69, pp 201-208, June
- Hammarlund, B., 1968, Telecommunications for KVDC transmission IEEE Vol. PAS-87 No. 3 pp.690-694. March
- Hasler, E.F., Martin, R.E. and Pullen, F.D., 1975, Communication systems using bundle conductor overhead power lines. Trans. IEEE, PAS-94, No. 2 March/April
- Hasler, E.F., 1975, The design and predicted performance of intrabundle insulation. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2, March/April
- Hasler, E.F., Martin, R.E. and Pullen, F.D., 1975, Communications systems using bundle conductor overhead power lines. Trans. IEEE, Vo. PAS-94, 2, March/April
- Heath, F.J., Private communication dated 7 April 1978. Ontario Hydro HS-B15
- Henderson, M., 1977, Developments in lead-acid batteries, Electronics and Power, IEE, June
- Hedman, D.E., 1965, Propagation on overhead transmission lines. Part I: Theory of modal analysis, IEEE 31 TP 65-101 pp. 200-5. Part II: Earth conduction effects and practical results. IEEE Trans. Power Apparatus and Syst. (USA), No. 3, March. pp 200-211, IEEE 31 TP 65-102
- Hooper, J., 1961, Carrier coupling to high voltage lines by parallel transmission lines, theoretical investigations. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 1056
- Hooper, J.H. 1975, Radiation from the down-droppers of a power line carrier installation. Trans. IEEE Vol. PAS-94, 2, March/April
- Hooper, J. and Pullen, F.D., 1965, Discussion. IEEE Power apparatus and systems, Vol. 84, 6, June pp.492-494
- Hooper, J. and Pullen, F.D., 1966, Carrier coupling to high-voltage lines by parallel transmission lines: experimental investigations. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 1353
- Hirsch, F., 1974, Outdoor measurements under natural conditions in Dossenwald (D.C. Voltage), Colloque International, F.G.H. Mannheim, Nov.
- I.C.A.O. International Civil Aviation Organisation, Aeronautical Telecommunications, Anex 10
- I.E.C. TC No. 57, Manual for the planning of (SSB) power line carrier systems. International Electrotechnical Commission
- I.E.C., 1971, Line traps. I.E.C. Recommendation 353
- I.E.C., 1974a, Recommended values for characteristic input and output quantities of single sideband power line carrier terminals. I.E.C. Recommendation 495

- I.E.C. (1974b). – Coupling devices for power line carrier systems. I.E.C. Recommendation 481.
- I.E.E.E. Guide on Power Line Carrier Applications (In draft, 1977) (W. Bartley).
- I.T.U. (1971). – Radio Regulations, International Telecommunications Union, Geneva.
- Jaquet B. (1977). – Electromagnetic interference on telecommunication circuits placed inside the earth conductors of power-lines. CIGRE 36 WG02 2.204.131b/BJ/yw, Toronto meeting.
- Jerrett G.S.H. and Middleton R.M. (1974). – Expérience d'exploitation des réseaux en courant continu à haute tension dans le monde en 1971 et 1972. Operational experience of HVDC systems throughout the world during 1971-72, CIGRE Paper 14-09.
- Jones D.E. (1965). – Power line carrier radiation from high voltage lines, Ontario Hydro Research Quarterly, Vol. 17, No. 3 3rd quarter pp. 10-16.
- Jones D.E. (1960). – Operation of a power line carrier system during sustained line faults. Trans. AIEE, Pt. III (APS), Vol. 79, Aug. pp. 556-560.
- Jones D.E. and Bozoki B. (1964). – Experimental evaluation of power line carrier propagation on a 500 kV line, Trans. IEEE PAS, Jan, pp. 16-23.
- Jones D.E. (1965). – Parallel-wire couplers for power line carrier, analysis and field studies. IEEE paper 68 CP 49 – PWR.
- Jones D.E. (1967). – Parallel-wire couplers for power line carrier. Ontario Hydro Research Quarterly, 1st quarter, pp. 21-25.
- Keitley R. (1965). – Carrier transmitter coupling to power lines using small capacitances. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 595.
- Keyser G.M. and Hicks R.L. (1965). – A directional coupler for power line carrier. I.E.E.E. paper 31 TP 65-183.
- Kolback Jensen K. (1972). – Felder von Tragerfrequenzverbindungen über Hochspannungsleitungen, ETZ – A, Bd. 93, H4, pp. 197-201.
- Kostenko M.V. (1960). – Propagation of electromagnetic waves along a line with many conductors. Electrichestvo, No. p. 8.12.
- Kuhn H.K. (1950-1952). – L'influence des défauts dans les lignes de transmission de force sur les télécommunications de haute fréquence. Influence of faults in power lines upon H.F. telecommunication CIGRE reports 309, 1948; 316, 1950; 312, 1952.
- Lautensach H., Martin R.E., Nocker H. and Schumm E. (1978). – Télétransmissions à courant porteur utilisant des faisceaux de conducteurs isolés d'une ligne de transport d'énergie. Intrabundle carrier communication using the insulated bundle conductors of a power line, CIGRE 35-04.
- Maniglier D. (1969). – Détermination des caractéristiques modales des lignes polyphasées Rapport interne EDF HR 9301.2, Électricité de France, Nov.
- Martin R.E. (1978). – "Electrical Interference in Electronic Systems", Research Studies Press.

- I.E.C., 1974b, Coupling devices for power line carrier systems. I.E.C. Recommendation 481
- I.E.E.E. Guide on Power Line Carrier Applications (In draft, 1977)
(W. Bartley)
- I.T.U., 1971, Radio Regulations, International Telecommunications Union, Geneva
- Jaquet, B., 1977, Electromagnetic interference on telecommunication circuits placed inside the earth conductors of power-lines. CIGRE 36 WG02 2.204.131b/BJ/yw, Toronto meeting
- Jarrett, G.S.H. and Middleton, R.M., 1974, Operational experience of HVDC systems throughout the world during 1971-72, CIGRE Paper 14-09
- Jones, D.E., 1965, Power line carrier radiation from high voltage lines, Ontario Hydro Research Quarterly, Vol. 17, No. 3 3rd quarter pp 10-16
- Jones, D.E., 1960, Operation of a power line carrier system during sustained line faults. Trans. AIEE, Pt. III (APS), Vol 79, Aug. pp 556-560
- Jones, D.E. and Bozoki, B., 1964, Experimental evaluation of power line carrier propagation on a 500 kV line, Trans. IEEE PAS, Jan, pp.16-23
- Jones, D.E., 1965, Parallel-wire couplers for power line carrier, analysis and field studies. IEEE paper 68 CP 49 - PWR
- Jones, D.E., 1967, Parallel-wire couplers for power line carrier. Ontario Hydro Research Quarterly, 1st quarter, pp. 21-25
- Keitley, R., 1955, Carrier transmitter coupling to power lines using small capacitances. C.E.R.L. Report No. RD/L/R 595
- Keyser, G.M. and Hicks, R.L., 1965, A directional coupler for power line carrier. I.E.E.E. paper 31 TP 65-183
- Kolback Jensen, K., 1972, Felder von Tragerfrequenzverbindungen über Hochspannungsleitungen, ETZ - A, Bd. 93, H4, pp. 197-201
- Kostenko, M.V., 1960, Propagation of electromagnetic waves along a line with many conductors. Electrichestvo, No. p. 8-12
- Kuhn, H.K., 1950; 1952, Influence of faults in power lines upon H.F. telecommunication CIGRE reports 309, 1948; 316, 1950; 312, 1952
- Lautensach, H., Martin, R.E., Nocker, H. and Schumm, E., 1978, Intrabundle carrier communication using the insulated bundle conductors of a power line. CIGRE 35-04
- Maniglier, D., 1969, Détermination des caractéristiques modales des lignes polyphasées, Rapport interne EDF HR 9301.2, Electricité de France, Nov.
- Martin, R.E., 1978, "Electrical Interference in Electronic Systems", Research Studies Press

- Michihiro Ushirozawa (1964). – High-frequency propagation on nontransposed power lines. Trans. IEEE PAS, Nov. pp. 1137-1145.
- Mikkelsen A. (1950). – Affaiblissement de la transmission par courants porteurs sur ligne d'énergie, spécialement pendant la formation de verglas et de givre sur les conducteurs. Attenuation of carrier transmission on power lines, especially during formation of ice and rime on the conductor. Report 323, CIGRE.
- Mikutsky G.V., Perelman L.S., Sidel'nikov V.V. and Shkarin Yu. P. (1970). – Recherches sur les caractéristiques en haute fréquence de lignes à 750 kV à fils de terre isolés. Investigation of high frequency characteristics of 750 kV lines with conducting insulated earth wire. CIGRE No. 35-03.
- Nakamura H. (1968). – Discussion of Perz M.C. Power line carrier on insulated Bundle subconductors of D.C. and A.C. transmission lines. Trans. IEEE, PAS-87, No. 1, January.
- Payne M.G. (1977). – Motor starting on diesel generators. Electronics and Power, IEE, June.
- Pelissier R. (1950). – La propagation des ondes transitoires et périodiques le long des lignes électriques. Reg. gén. Elect., Sept-Oct.-Novembre, pp. 379-399, 437-454, 502-512.
- Pelissier R. (1969). – Propagation des ondes électromagnétiques guidées par une ligne multifilaire. Rev. Gen. Elect. Avril-Mai, tome 78, n° 4 et 5.
- Perz M.C. (1964a). – Natural modes of power line carrier on horizontal three-phase lines. Trans. IEEE PAS, Vol. 83, July pp. 679-686.
- Perz M.C. (1964b). – A method of analysis of power line carrier problems on Horizontal three-phase lines. Trans. IEEE PAS, Vol. 83, July, pp. 686-691.
- Perz M.C. (1968a). – Power line carrier on insulated bundle subconductors of D.C. and A.C. transmission lines. Trans. IEEE PAS-87 No. 1 Jan. pp. 162-172.
- Perz M.C. (1968b). – Analytical determination of high frequency propagation on ice covered power lines. Trans. IEEE PAS-87, pp. 695-703.
- Perz M.C. (1973). – Propagation analysis of H.F. currents and voltages on lossy power lines. Trans. IEEE PAS 92, pp. 2032-2043.
- Perz M.C. and Hazel R.L. (1973). – Effects of earth resistivity on modal parameters of an EHV horizontal line at P.L.C. frequencies. IEEE trans. PAS (USA), vol. PAS-92, No. 6, pp. 2044-52 Nov.-Dec.
- Picot Y. and Wong L.K. (1972). – Éléments nécessaires à la conception des télécommunications dans les réseaux à haute tension continue. Telecommunication design requirements for HVDC systems. CIGRE Paper 35-01.
- Pollaczek F. (1926). – On the field produced by an infinitely long wire carrying alternating current. Elektrische Nachrichten Technik, Vol. III, No. 9, pp. 339-359 (In German) and french translation by Pomey, J.B., Revue générale de l'Électricité. Vol. 29, No. 22, 1931, pp. 851-867.
- Power Line Carrier for High voltage D.C. Systems, Proc. American Power Conference, Vol. 37, pp. 907-915, 1975.

- Michihiro Ushirozawa, 1964, High-frequency propagation on nontransposed power lines. Trans. IEEE PAS, Nov. pp. 1137-1145
- Mikkelsen, A., 1950, Attenuation of carrier transmission on power lines, especially during formation of ice and rime on the conductor. Report 323, CIGRE
- Mikutsky, G.V., Perelman, L.S., Sidel'nikov, V.V. and Shkarin, Yu. P., 1970, Investigation of high frequency characteristics of 750 kV lines with conducting insulated earth wires. CIGRE No. 35-03
- Nakamura, H., 1968, Discussion of Perz, M.C. Power line carrier on insulated bundle subconductors of D.C. and A.C. transmission lines. Trans. IEEE, PAS-87, No. 1, January
- Payne, M.G., 1977, Motor starting on diesel generators. Electronics and Power, IEE, June
- Pelissier, R., 1950, La propagation des ondes transitoires et périodiques le long des lignes électriques. Reg. gén. Elect., Sept-Octob.-Novembre, pp. 379-399, 437-454, 502-512
- Pelissier, R., 1969, Propagation des ondes électromagnétiques guidées par une ligne multifilaire. Rev. Gen. Elect. Avril-Mai, tome 78, n^o 4 et 5
- Perz, M.C., 1964(a), Natural modes of power line carrier on horizontal three-phase lines, Trans. IEEE PAS, Vol. 83, July pp. 679-686
- Perz, M.C., 1964(b), A method of analysis of power line carrier problems on horizontal three-phase lines. Trans. IEEE PAS, Vol. 83, July, pp. 686-691
- Perz, M.C., 1968(a) Power line carrier on insulated bundle subconductors of D.C. and A.C. transmission lines. Trans. IEEE PAS-87 No. 1 Jan. pp. 162-172
- Perz, M.C., 1968(b), Analytical determination of high frequency propagation on ice covered power lines. Trans. IEEE PAS-87, pp. 695-703
- Perz, M.C., 1973, Propagation analysis of H.F. currents and voltages on lossy power lines. Trans. IEEE PAS 92, pp. 2032-2043
- Perz, M.C. and Hazel, R.L., 1973, Effects of earth resistivity on modal parameters of an EHV horizontal line at P.L.C. frequencies. IEEE Trans. PAS (USA), vol. PAS-92, No. 6, pp. 2044-52 Nov.-Dec.
- Picot, Y. and Wong, L.K., 1972, Telecommunication design requirements for HVDC systems. CIGRE Paper 35-01
- Pollaczek, F., 1926, On the field produced by an infinitely long wire carrying alternating current. Elektrische Nachrichten Technik, Vol. III, No. 9, pp. 339-359 (In German) and French translation by Pomey, J.B., Revue General de -'Electricité. Vol. 29, No 22, 1931, pp. 851-867
- Power Line Carrier for High Voltage D.C. Systems, Proc. American Power Conference, Vol. 37, pp. 907-915, 1975

- Pritchard J. (1977a). – TRANSM – A program to calculate the insertion loss in intrabundle transmission lines. C.E.R.L. Program No. RD/L/P 3/77.
- Pritchard J. (1977b). – A programmer's Guide to TRANSM : A program to calculate the insertion loss in intrabundle transmission lines. C.E.R.L. Program No. RD/L/P 6/77.
- Pullen F.D. (1964). – H.F. signalling along power lines from remote points. C.E.R.L. Note No. RD/L/N 37/64.
- Pullen F.D. (1973). – Signal coupling system for intrabundle communication on high voltage lines. Electronics Letters, 9, No. 5, 8th March.
- Pullen F.D. (1973a). – Bandwidth and speed requirements for binary command signalling. IERE Conference Proceedings No. 26, pp. 7-14.
- Pullen F.D. (1975a). – The calculated electromagnetic fields surround carrier-bearing power line conductors. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2, March/April.
- Pullen F.D. (1975b). – Wide bandwidth capabilities of intrabundle communication on high voltage lines. Trans. IEEE, Vol. PAS – 94, 2, March/April.
- Pullen F.D. (1976). – The design of an improved intertripping receiver. C.E.R.L. Note No. RD/L/N 168/76.
- Roach C.L. and Allen G.Y.R. (1966). – Protection des circuits de télécommunication desservant des réseaux d'énergie électrique. Protection of communication circuits serving electric power systems. CIGRE No. 308.
- Robertson A.N. (1972). – 765 kV Power line carrier communications I – theoretical considerations, IEEE Trans. PAS, March/April, pp. 575-580.
- Sargeant J. (1977). – The importance of the generator starting battery. Electronics and Power, IEE, June.
- Schumm E. (1959). – Fernauslösung von hochspannungsschaltern durch trägerfrequenzsignale. ETZ, Bll, pp. 471-475.
- Schumm E. and Wild J. (1974). – Reliable Transmission of Teleprotection Signals in Energy Supply Networks. Translation of reprint from "Elektrizitätswirtschaft" 73 No. 12 pp. 313 to 317.
- Senn W. (1971). – Remote tripping for line protection. Brown Boveri – Review Vol. 58, No. 7, pp. 305-311.
- Senn W. (1972). – Power line carrier communication on EHV DC links, IEEE Canadian Communications and EHV Conference, Montreal, November.
- Senn W. (1974). – Carrier frequency transmission over aerial cables. Brown Boverii Review 61, No. 6, pp. 287-292.
- Senn W. (1976). – Une nouvelle méthode de calcul de l'affaiblissement de transmission d'un signal CPL dans le cas de lignes horizontales, dans des conditions normales et exceptionnelles. A new approach to determine the carrier signal attenuation on horizon H.V. lines CIGRE 35-03.

- Pritchard, J., 1977a, TRANSM - A program to calculate the insertion loss in intrabundle transmission lines. C.E.R.L. Program No. RD/L/P 3/77
- Pritchard, J., 1977b, A programmers guide to TRANSM: A program to calculate the insertion loss in intrabundle transmission lines. C.E.R.L. Program No. RD/L/P 6/77
- Pullen, F.D., 1964, H.F. signalling along power lines from remote points. C.E.R.L. Note No. RD/L/N 37/64
- Pullen, F.D., 1973, Signal coupling system for intrabundle communication on high voltage lines. Electronics Letters, 9, No. 5, 8th March
- Pullen, F.D., 1973a, Bandwidth and speed requirements for binary command signalling. IERE Conference Proceedings No. 26, pp.7-14
- Pullen, F.D., 1975a, The calculated electromagnetic fields surround carrier-bearing power line conductors. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2, March/April
- Pullen, F.D., 1975b, Wide bandwidth capabilities of intrabundle communication on high voltage lines. Trans. IEEE, Vol. PAS-94, 2 March/April
- Pullen, F.D., 1976, The design of an improved intertripping receiver. C.E.R.L. Note No. RD/L/N 168/76
- Roach, C.L. and Allen, G.Y.R., 1966, Protection of communication circuits serving electric power systems. CIGRE No. 308
- Robertson, A.N., 1972, 765 kV Power line carrier communications I - theoretical considerations, IEEE Trans. PAS, March/April, pp. 575-580
- Sargeant, J., 1977, The importance of the generator starting battery. Electronics and Power, IEE, June
- Schumm, E., 1959, Fernauslösung von hochspannungsschaltern durch trägerfrequenzsignale. ETZ, 81, pp.471-475
- Schumm, E. and Wild, J., 1974, Reliable Transmission of Teleprotection Signals in Energy Supply Networks. Translation of reprint from "Elektrizitätswirtschaft" 73 No. 12 pp. 313 to 317
- Senn, W., 1971, Remote tripping for line protection. Brown Boveri - Review Vol. 58, No. 7, pp.305-311
- Senn, W., 1972, Power line carrier communication on EHV DC links, IEEE Canadian Communications and EHV Conference, Montreal, November
- Senn, W., 1974, Carrier frequency transmission over aerial cables. Brown Boveri Review 61, No. 6, pp.287-292
- Senn, W., 1976, A new approach to determine the carrier signal attenuation on horizontal H.V. lines. CIGRE 35-03

- Senn W. (1977). – The power line carrier system of the Cabora Bassa high voltage direct current transmission line. *Brown Boveri Review*, Vol. 64, NO. 8, pp. 460-461.
- Senn W. and Morf K.P. (1974). – Méthode de couplage optimal d'une liaison à courant porteur sur ligne à haute tension avec transpositions de phase. Optimum power line carrier coupling arrangement on transposed single circuit power lines. CIGRE 35-02.
- Shkarin Yu P. (1977). – Results of the measurements of high-frequency parameters of overhead transmission lines. CIGRE Study Committee No. 35, Toronto.
- Shun D.H. and King, Prof. S.Y., (1978). – Effect of multilayer earth on wave propagation in overhead and underground transmission lines. *Proc. IEE*, Vol. 125, No. 8, August, pp. 731-733.
- Soiron M. (1973). – Contribution à l'étude de la propagation d'une onde électro-magnétique sur une ligne multifilaire au-dessus d'un sol conducteur et en galerie souterraine. Thèse de 3^e cycle – Université des Sciences et Techniques de Lille – Juillet.
- Stimmer H. (1960). – Distanzschutz für Hochspannungsleitungen mit gegenseitiger Schaltermitnahme über leitungsgerichtete Trägerfrequenzverbindungen. *Elektr.-Wirtschaft* 59 pp. 595-598.
- Strike J. (1977). – Chargers and associated switchgear for battery standby systems. *Electronics and Power*, IEE, June.
- Tantarimäki P. and Vaisänen J. (1977). – Summary of attenuation measurements of two 400 kV power lines CIGRE Study Committee No. 35, Toronto.
- Walker W.D.C. (1977). – Nickel-cadmium rechargeable batteries. *Electronics and Power*. IEE, June.
- Wasley R.G. (1974). – Intrabundle and power-line loss characteristics including effects of ice. *Proc. IEE (GB)* Vol. 121(6) pp. 432-434.
- Wasley R.G. et al., (1978). – Distribution power line carrier and the sensitivity to changes in circuit height. IEEE PES Paper F. 78 084-6, Jan., Feb.
- Wedepohl L.M. (1963). – Application of matrix methods to the solution of travelling wave phenomena in polyphase systems. *Proc. IEEE*, 110, 12, pp. 2200-2212.
- Wedepohl L.M. (1965). - Electrical characteristics of polyphase transmission systems with special reference to Boundary-value calculations at power-line carrier frequencies. *Proc. IEEE*, vol. 112, Nov. pp. 2103-2112.
- Wedepohl L.M. (1966). – Wave propagation in non-homogeneous multi-conductor system using the concept of natural modes. *Proc. IEE.*, 113, (4), pp. 622-626.
- Wedepohl L.M. and Wasley R.G. (1965). – Wave propagation in polyphase transmission systems. Resonance effects due to discretely bonded earth wires. *Proc. IEE*, November, pp. 2113-2119.
- Wedepohl L.M. and Wilcox D.J. (1973). – Transient analysis of underground power transmission systems. *Proc. IEE* 120, (2), pp. 253-260.

- Senn, W., 1977, The power line carrier system of the Cabora Bassa high voltage direct current transmission line. Brown Boverie Review, Vol. 64, No. 8, pp.460-461
- Senn, W and Morf, K.P., 1974, Optimum power line carrier coupling arrangement on transposed single circuit power lines. CIGRE 35-02
- Shkarin, Yu. P., 1977, Results of the measurements of high-frequency parameters of overhead transmission lines. CIGRE Study Committee No. 35, Toronto
- Shun, D.H. and King, Prof. S.Y., 1978, Effect of multilayer earth on wave propagation in overhead and underground transmission lines. Proc. IEE, Vol. 125, No. 8, August, pp.731-733
- Soiron, M., 1973, Contribution à l'étude de la propagation d'une onde électromagnétique sur une ligne multifilaire au-dessus d'un sol conducteur et en galerie souterraine. Thèse de 3ème cycle - Université des Sciences et Techniques de Lille - Juillet
- Stimmer, H., 1960, Distanzschutz für Höchstspannungsleitungen mit gegenseitiger Schaltermitnahme über leitungsgerichtete Trägerfrequenzverbindungen. Elektr.-Wirtschaft 59 pp. 595-598
- Strike, J., 1977, Chargers and associated switchgear for battery standby systems. Electronics and Power, IEE, June
- Tantarimäki, P. and Vaisänen, J., 1977, Summary of attenuation measurements of two 400 kV power lines CIGRE Study Committee No. 35, Toronto
- Walker, W.D.C., 1977, Nickel-cadmium rechargeable batteries. Electronics and Power. IEE, June
- Wasley, R.G., 1974, Intrabundle and power-line loss characteristics including effects of ice. Proc. IEE(GB) Vol. 121(6) pp. 432-434
- Wasley R.G., et al., 1978, Distribution power line carrier and the sensitivity to changes in circuit height. IEEE PES Paper F.78 084-6, Jan., Feb.
- Wedepohl, L.M., 1963, Application of matrix methods to the solution of travelling wave phenomena in polyphase systems. Proc. IEE, 110, 12, pp.2200-2212
- Wedepohl, L.M., 1965, Electrical characteristics of polyphase transmission systems with special reference to boundary-value calculations at power-line carrier frequencies. Proc. IEEE, vol. 112, Nov. pp.2103-2112
- Wedepohl, L.M., 1966, Wave propagation in non-homogeneous multi-conductor system using the concept of natural modes. Proc. IEE., 113,(4), pp.622-626
- Wedepohl, L.M. and Wasley, R.G., 1965, Wave propagation in polyphase transmission systems. Resonance effects due to discretely bonded earth wires. Proc. IEE, November, pp. 2113-2119
- Wedepohl, L.M. and Wilcox, D.J., 1973, Transient analysis of underground power transmission systems. Proc. IEE 120, (2), pp.253-260

- Wedepohl L.M. and Efthymiadis A.E. (1978). – Wave propagation in transmission lines over lossy ground : a new, complete field solution. Proc. IEE, Vol. 125, No. 6, June, pp. 505-510.
- Wellauer M. (1954). – 'Einführung in die Hochspannungstechnik'. Birkhäuser, Basel. Stuttgart, pp. 138-153.
- Wise W.H. (1931). – Effect of ground permeability on ground return circuits. B.S.T.J., 10, July, pp. 472-484.
- Wise W.H. (1934). – Propagation of high frequency currents in ground return circuits. Proc. IRE, Vol. 22. April, pp. 522-527.

Wedepohl, L.M. and Efthymiadis, A.E., 1978, Wave propagation in transmission lines over lossy ground: a new, complete field solution. Proc. IEE, Vol. 125, No. 6, June, pp.505-510

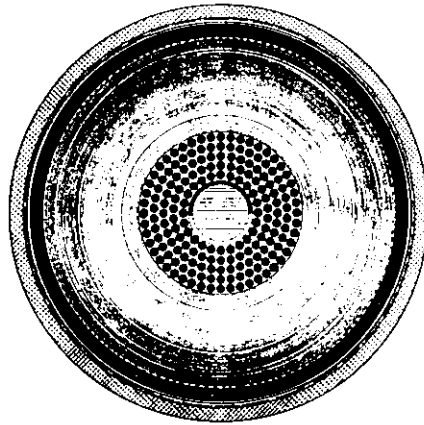
Wellauer, M., 1954, 'Einführung in die Hochspannungstechnik'. Birkhäuser, Basel, Stuttgart, pp.138-153

Wise, W.H., 1931, Effect of ground permeability on ground return circuits. B.S.T.J., 10, July, pp.472-484

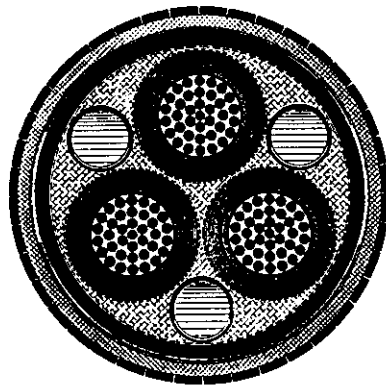
Wise, W.H., 1934, Propagation of high frequency currents in ground return circuits. Proc. IRE, Vol. 22. April, pp. 522-527

FIGURES

PLANCHE 1 – PLATE 1



MONOPHASE
SINGLE CORE

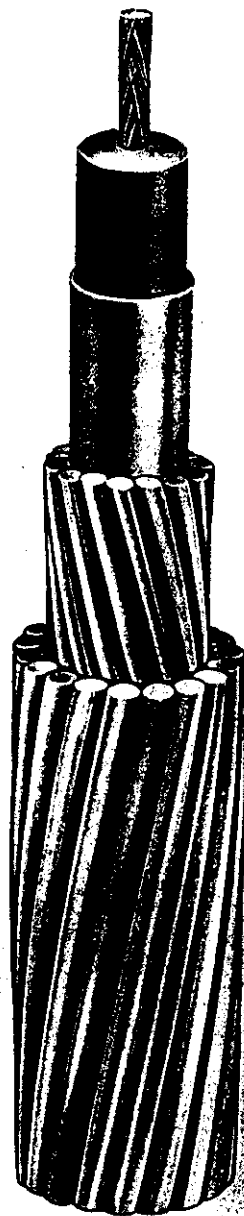


TRIPHASE
TRIPLE CORE

CABLES HAUTE TENSION COURANTS
TYPICAL HIGH VOLTAGE CABLES

PLANCHE 2 – PLATE 2

Voir paragraphe 4.2.4.3 – See Section 4.2.4.3



PHOTOGRAPHIE D'UN CABLE DE GARDE
A CABLE COAXIAL INCORPORE
PHOTOGRAPH OF TYPICAL EARTH CONDUCTOR
WITH EMBEDDED CO-AXIAL CABLE

Conducteur intérieur : fil divisé, 480 brins de 0,07 mm donnant un diamètre de 2,2 mm ; isolant polyéthylène, diamètre 8,1 mm
 Conducteur extérieur du coaxial : ruban d'aluminium de 0,2 mm d'épaisseur ; diamètre total 8,9 mm
 1^{ère} couche : 16 fils d'Aldrey de 2,04 mm de diamètre
 2^{ème} couche : 9 fils d'Aldrey et 9 fils d'Alumoweld de 2,59 mm de diamètre. Diamètre extérieur : 18,2 mm
 Section du câble de garde : 147 mm²
 Affaiblissement du coaxial : 0,95 dB/km à 50 kHz, 1,1 dB/km à 100 kHz et 1,39 dB/km à 300 kHz

Centre Conductor : Litz 480 x 0.07 mm, diameter 2.2 mm, polythene insulation to diameter 8.1 mm.
 Outer conductor of coaxial aluminium 0.2 mm, outer diameter 8.9 mm.
 1st layer 16 x 2.04 mm Aldrey
 2nd layer 9 x 2.59 mm Akrey plus 9 x 2.59 Alumoweld, O.D. 18.2 mm
 Earth conductor 147 mm²
 Attenuation at 50 kHz 0.95 dB/km, 100 kHz 1.1 dB/km, 300 kHz 1.30 dB/km

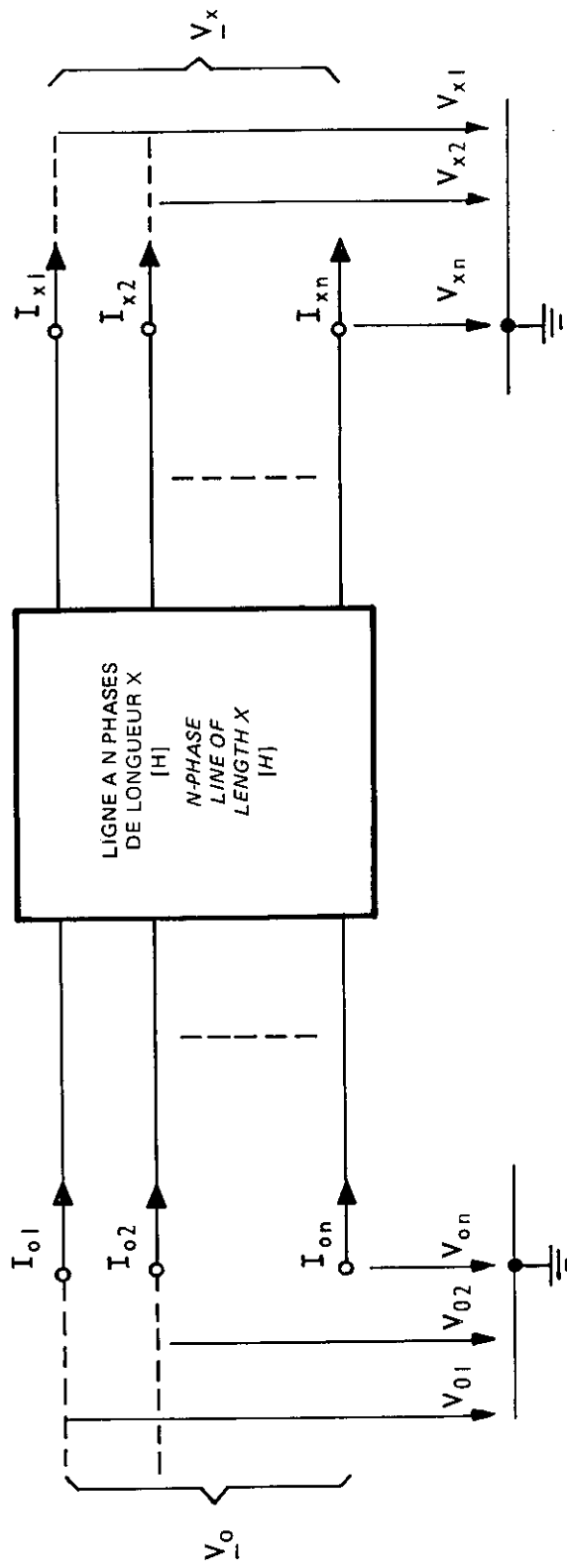


FIGURE 1

Voir paragraphe 4.2.1.1 — See Section 4.2.1.1

LIGNE DE TRANSPORT D'ENERGIE A N PHASES REPRESENTEE PAR SON SYSTEME MATRICIEL LINEAIRE DE TRANSFERT [H].

[H] RELIE LE VECTEUR TENSION V_0 A L'EMISSION AU VECTEUR TENSION V_x A LA RECEPTION

POWER TRANSMISSION LINE WITH N-CONDUCTORS REPRESENTED BY ITS LINEAR TRANSFER SYSTEM MATRIX [H].

[H] INTERRELATES THE PHASE VOLTAGE VECTOR V_0 AT THE SENDING END WITH THE VOLTAGE VECTOR V_x AT THE RECEIVING END

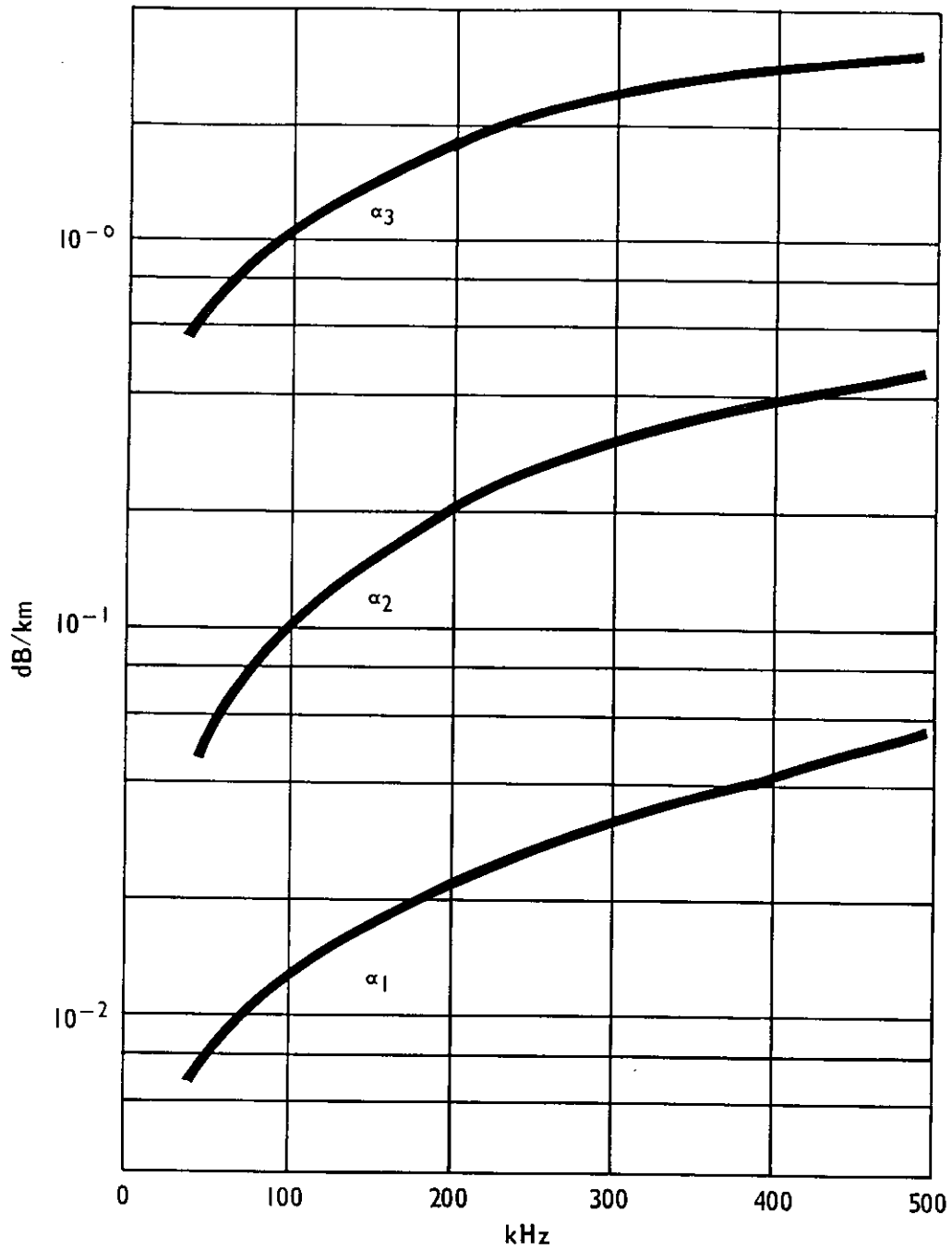


FIGURE 2

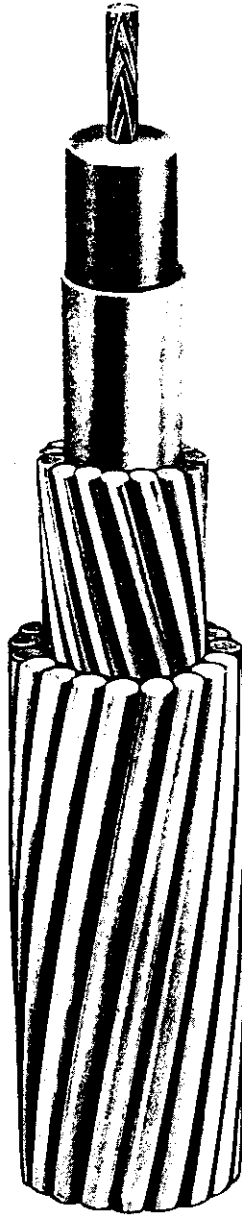
Voir paragraphe 4.2.1.1 – See Section 4.2.1.1

AFFAIBLISSEMENT LINEIQUE POUR LES 3 MODES POUR UNE LIGNE H.T. COURANTE
A ARMEMENT HORIZONTAL

PER UNIT LENGTH ATTENUATION FIGURES OF THE 3 MODES
OF A TYPICAL HORIZONTAL EHV-LINE

PLANCHE 2 - PLATE 2

Voir paragraphe 4.2.4.3 - See Section 4.2.4.3



PHOTOGRAPHIE D'UN CABLE DE GARDE
A CABLE COAXIAL INCORPORE

PHOTOGRAPH OF TYPICAL EARTH CONDUCTOR
WITH EMBEDDED CO-AXIAL CABLE

Conducteur intérieur : fil divisé, 480 brins de 0,07 mm donnant un diamètre de 2,2 mm ; isolant polyéthylène, diamètre 8,1 mm
 Conducteur extérieur du coaxial : ruban d'aluminium de 0,2 mm d'épaisseur ; diamètre total 8,9 mm
 1^{ère} couche : 16 fils d'Aldrey de 2,04 mm de diamètre
 2^{ème} couche : 9 fils d'Aldrey et 9 fils d'Alumoweld de 2,59 mm de diamètre. Diamètre extérieur : 18,2 mm
 Section du câble de garde : 147 mm²
 Affaiblissement du coaxial : 0,95 dB/km à 50 kHz, 1,1 dB/km à 100 kHz et 1,39 dB/km à 300 kHz

Centre Conductor : Litz 480 x 0.07 mm, diameter 2.2 mm, polythene insulation to diameter 8.1 mm.
 Outer conductor of coaxial aluminium 0.2 mm, outer diameter 8.9 mm.
 1st layer 16 x 2.04 mm Aldrey
 2nd layer 9 x 2.59 mm Aldrey plus 9 x 2.59 Alumoweld, O.D. 18.2 mm
 Earth conductor 147 mm²
 Attenuation at 50 kHz 0.95 dB/km, 100 kHz 1.1 dB/km, 300 kHz 1.30 dB/km

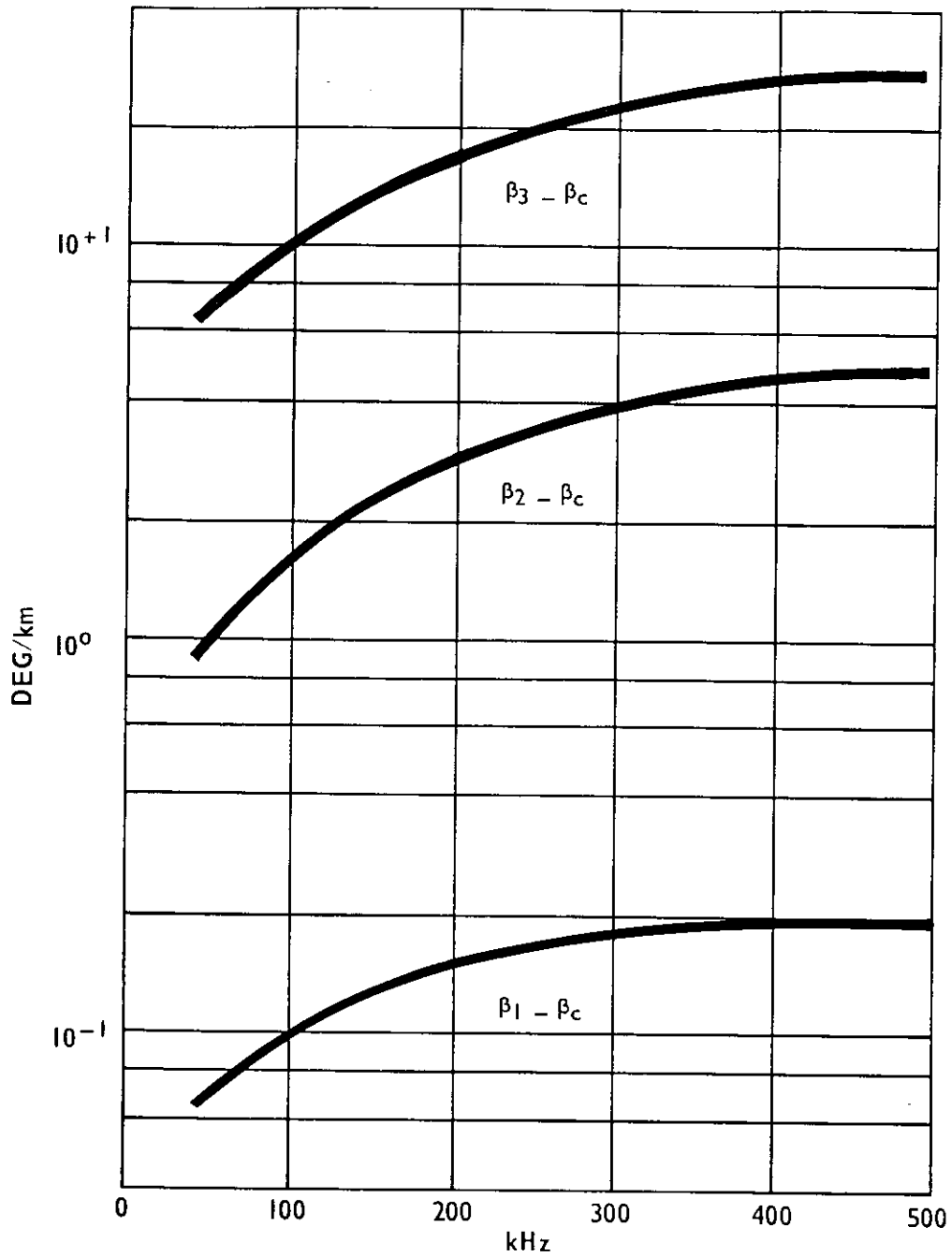


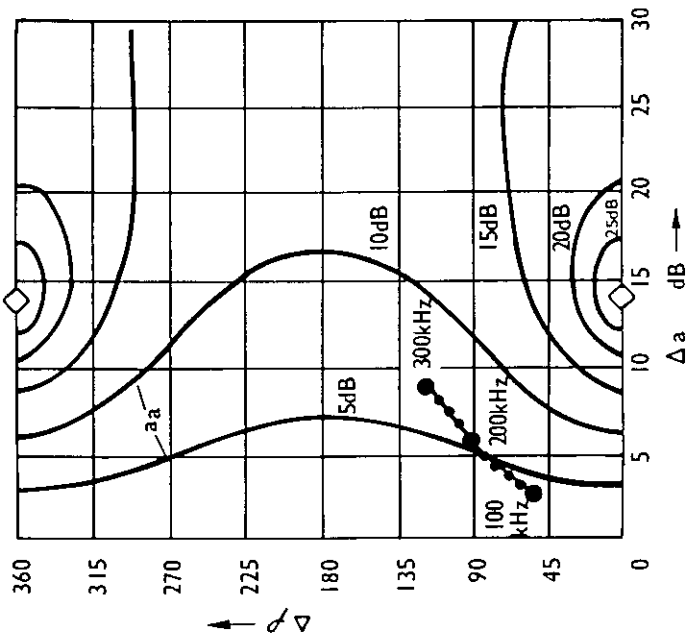
FIGURE 3

Voir paragraphe 4.2.1.1 – See Section 4.2.1.1

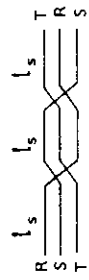
ROTATION DE PHASE LINEIQUE POUR LES 3 MODES POUR UNE LIGNE H.T. COURANTE
A ARMEMENT HORIZONTAL. ($\beta_c = \omega/c =$ ROTATION DE PHASE DE LA LIGNE SANS PERTES ;
 $c =$ VITESSE DE LA LUMIERE)

PER UNIT LENGTH PHASE SHIFT OF THE 3 MODES OF A TYPICAL HORIZONTAL EHV-LINE.
($\beta_c = \omega/c =$ PHASE SHIFT OF THE LOSSLESS LINE ; $c =$ VELOCITY OF LIGHT)

POLES D'AFFAIBLISSEMENT
ATTENUATION POLES



SCHEMA DES TRANSPOSITIONS
TRANSPOSITION SCHEME
COUPLAGE
COUPLING ARRANGEMENT



R-S/R-S

FIGURE 4

Voir paragraphe 4.2.1.2 - See Section 4.2.1.2

DIAGRAMME DE L'AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE a_a EN FONCTION DE $\Delta\gamma^{21}s$
POUR LES TRANSPOSITIONS ET LE COUPLAGE DE LA FIGURE. LES VALEURS INDIQUEES DE $\Delta\gamma^{21}s$
POUR LA LIGNE 380 KV ISTANBUL-GOKCEKAYA SONT VALABLES
POUR UNE RESISTIVITE DU SOL DE 300 Ωm

PLOT OF THE ADDITIONAL ATTENUATION a_a VERSUS $\Delta\gamma^{21}s$ CORRESPONDING
TO THE TRANSPOSITION ARRANGEMENT SHOWN IN THE GRAPH. THE INDICATED $\Delta\gamma^{21}s$ VALUES
OF THE 380 KV LINE ISTANBUL-GOKCEKAYA APPLY TO AN EARTH RESISTIVITY = 300 Ωm

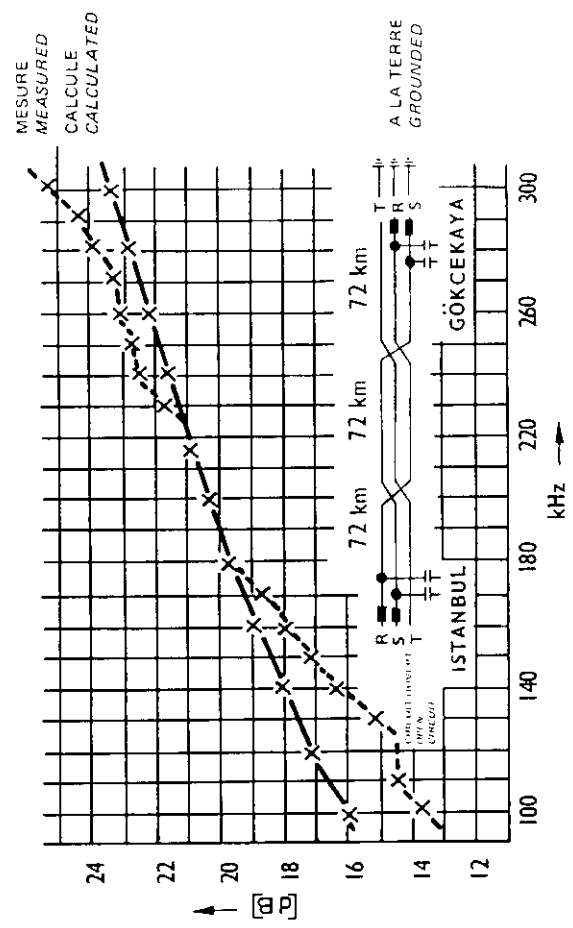


FIGURE 5

Voir paragraphe 4.2.1.2 - See Section 4.2.1.2

AFFAIBLISSEMENT GLOBAL $a_L = a_1 + a_a$ DE LA LIGNE 380 KV
ISTANBUL-GOKCEKAYA, COUPLAGE R-S/R-S
OVERALL ATTENUATION $a_L = a_1 + a_a$ OF THE 380 KV LINE
ISTANBUL-GOKCEKAYA, COUPLING R-S/R-S

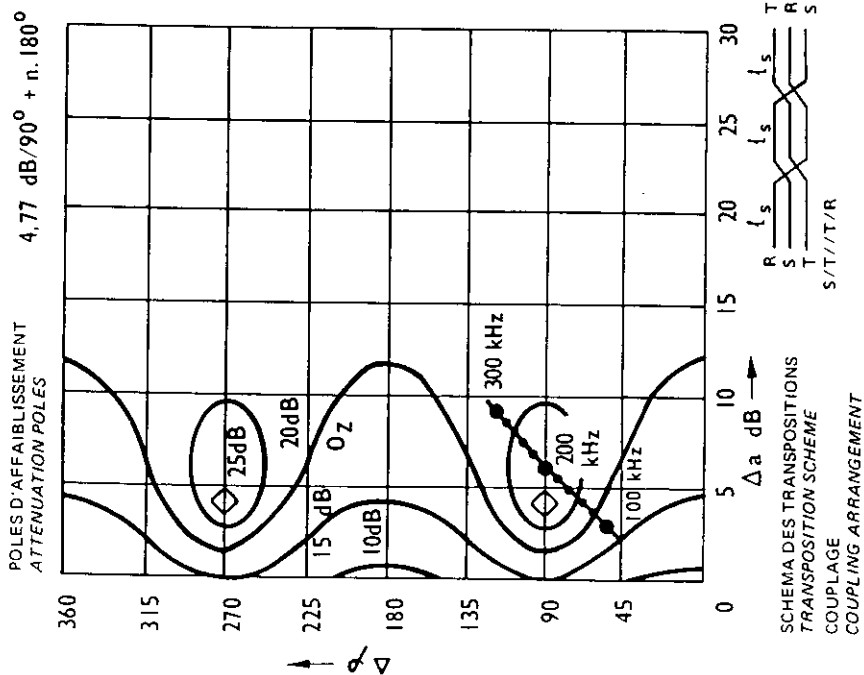


FIGURE 6

Voir paragraphe 4.2.1.2 - See Section 4.2.1.2

DIAGRAMME DE L'AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE a_a EN FONCTION DE $\Delta\gamma^{21}$ IS
 POUR LES TRANSPOSITIONS ET LE COUPLAGE DE LA FIGURE. LES VALEURS INDIQUEES DE $\Delta\gamma^{21}$ IS
 POUR LA LIGNE 380 kV INSTANBUL-GOKCEKAYA SONT VALABLES POUR UNE RESISTIVITE
 DU SOL DE 300 Ω m

PLOT OF THE ADDITIONAL ATTENUATION a_a VERSUS $\Delta\gamma^{21}$ IS CORRESPONDING TO
 THE TRANSPOSITION SCHEME AND THE COUPLING ARRANGEMENT SHOWN IN THE GRAPH.
 THE INDICATED $\Delta\gamma^{21}$ IS VALUES OF THE 380 kV LINE INSTANBUL-GOKCEKAYA APPLY
 TO AN EARTH RESISTIVITY = 300 Ω m

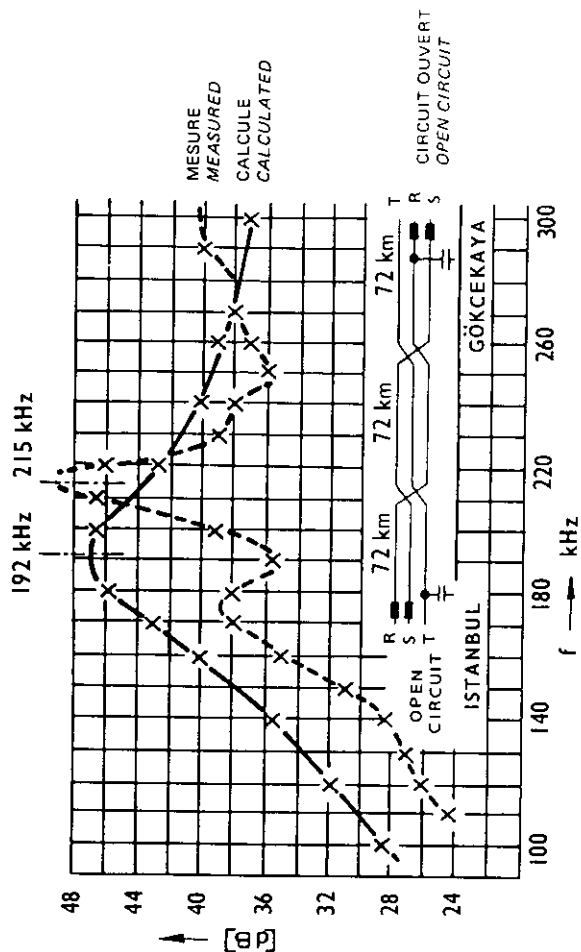


FIGURE 7

Voir paragraphe 4.2.1.2 - See Section 4.2.1.2

AFFAIBLISSEMENT GLOBAL $a_L = a_i + a_a$ DE LA LIGNE 380 kV
 ISTANBUL-GOKCEKAYA, COUPLAGE T/R

OVERALL ATTENUATION $a_L = a_i + a_a$ OF THE 380 kV LINE
 ISTANBUL-GOKCEKAYA, COUPLING ARRANGEMENT T/R

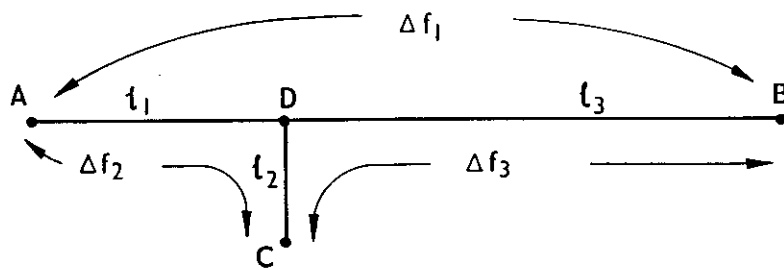


FIGURE 8

Voir paragraphe 4.2.1.2.2 – See Section 4.2.1.2.2

LIGNE AVEC PIQUAGE
TAPPED LINE

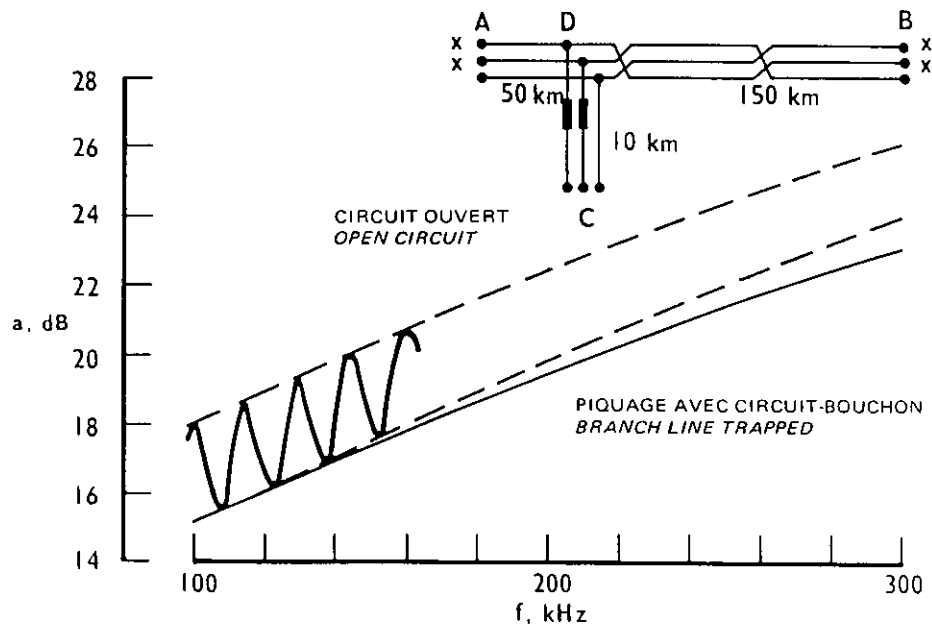
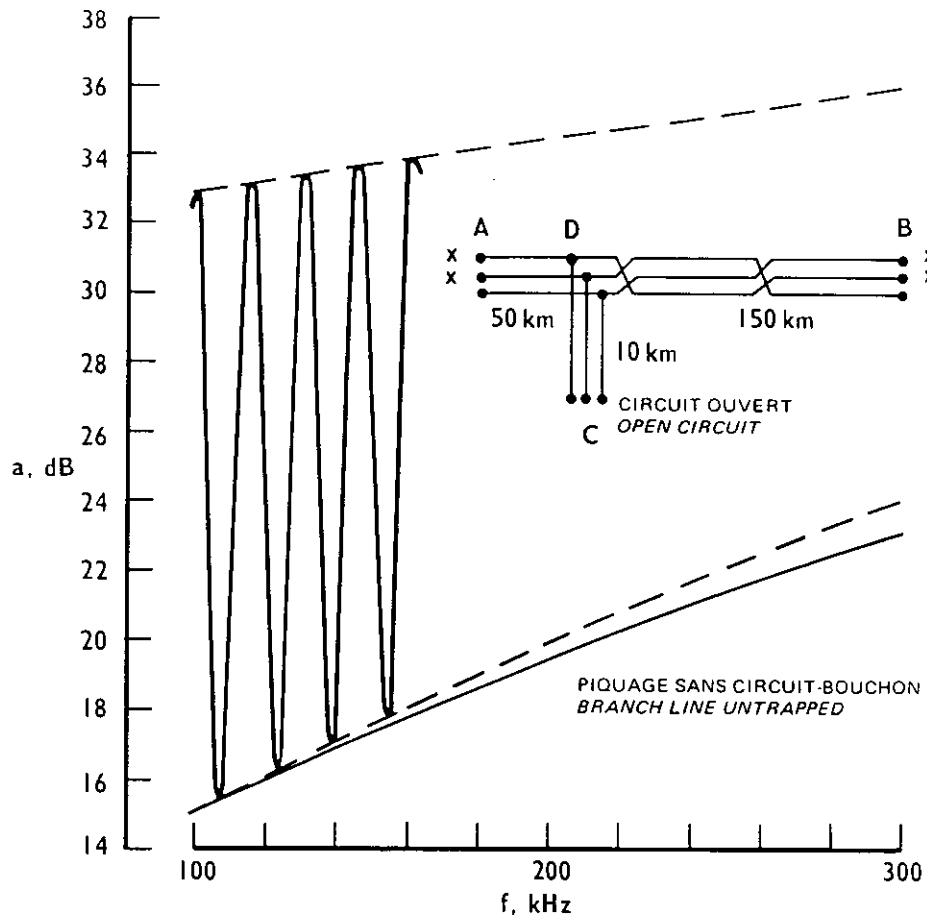


FIGURE 9

REPONSE EN FREQUENCE D'UN COUPLAGE INTER-PHASE SUR UNE LIGNE AVEC PIQUAGE
 CARRIER FREQUENCY RESPONSE OF A TAPPED LINE PHASE-PHASE COUPLING

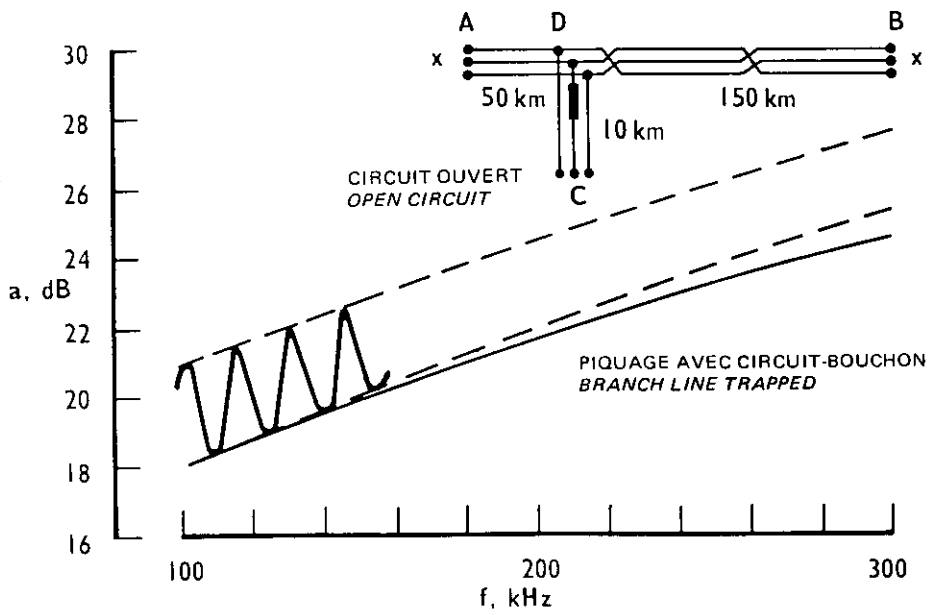
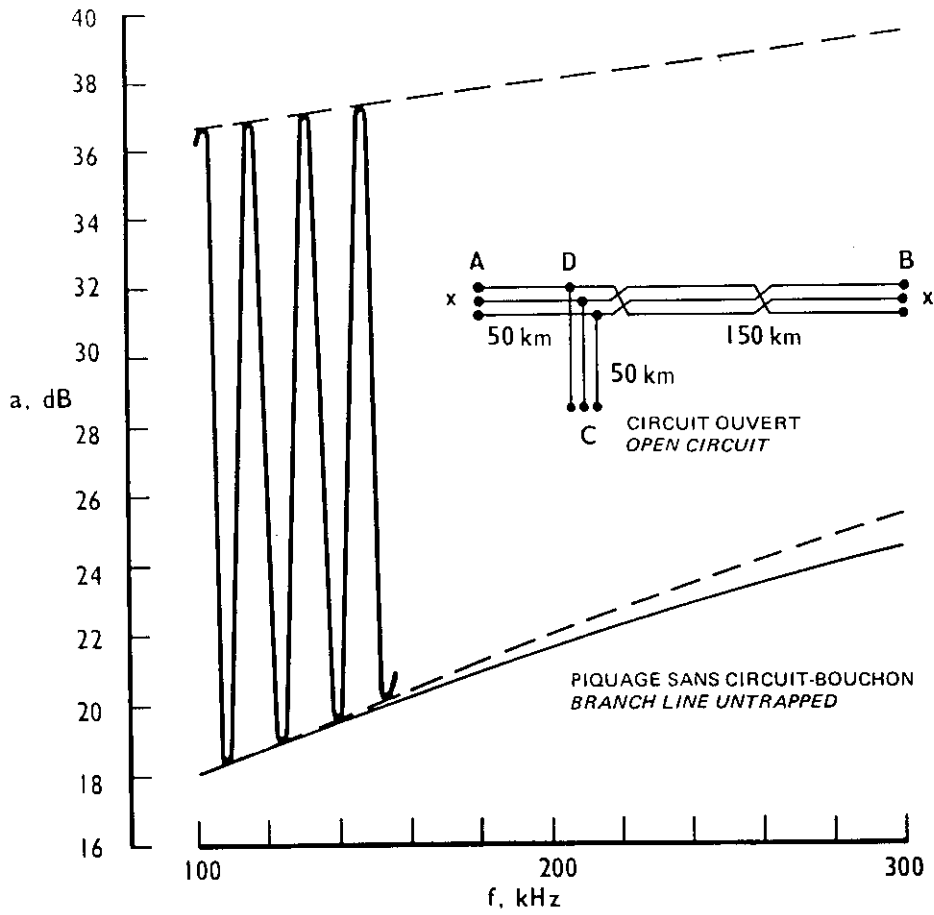


FIGURE 10

REPONSE EN FREQUENCE D'UN COUPLAGE PHASE-TERRE SUR UNE LIGNE AVEC PIQUAGE
CARRIER FREQUENCY RESPONSE OF A TAPPED LINE PHASE-EARTH COUPLING

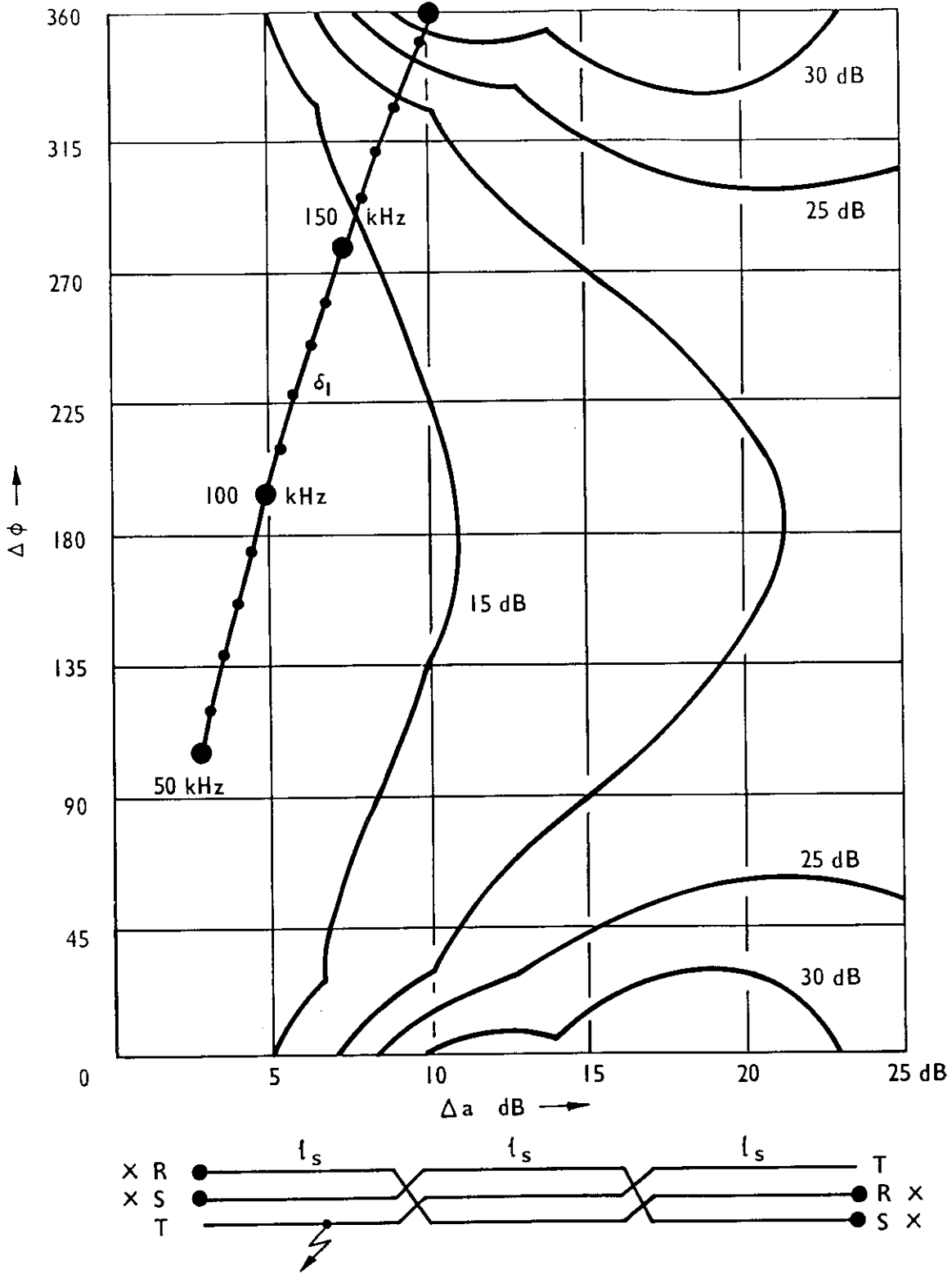
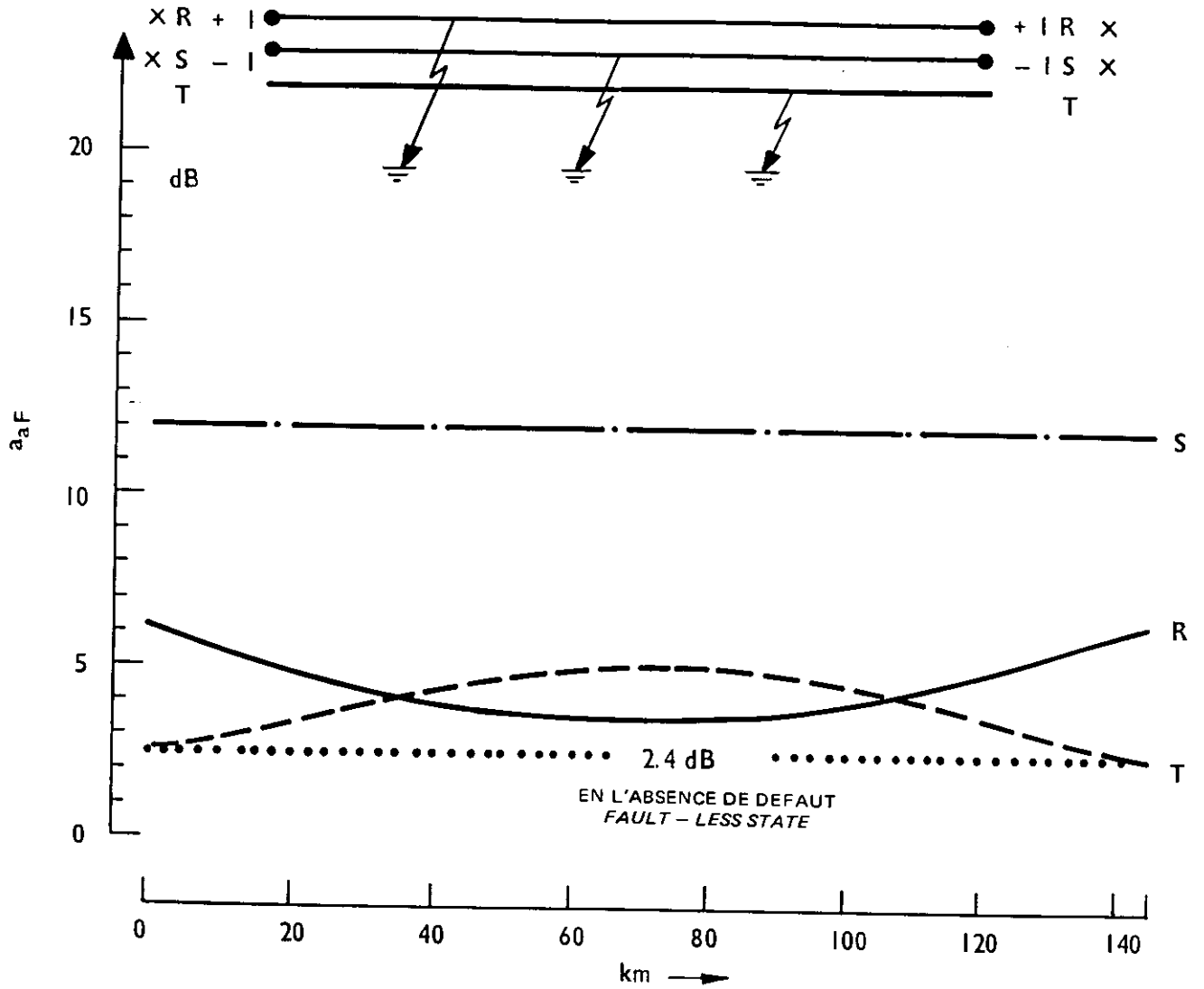


FIGURE 12

Voir paragraphe 4.2.1.3 – See Section 4.2.1.3

AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE MAXIMAL a_{aFm} EN FONCTION DE $\Delta g = \Delta a + j. \Delta\phi$ EN CAS DE DEFAUT SUR UNE LIGNE AVEC DEUX TRANSPOSITIONS, COUPLAGE R-S/R-S

MAXIMUM ADDITIONAL ATTENUATION a_{aFm} vs. $\Delta g = \Delta a + j. \Delta\phi$ UNDER FAULT CONDITION FOR A TWIN-TRANPOSED LINE, COUPLING ARRANGEMENT R-S/R-S



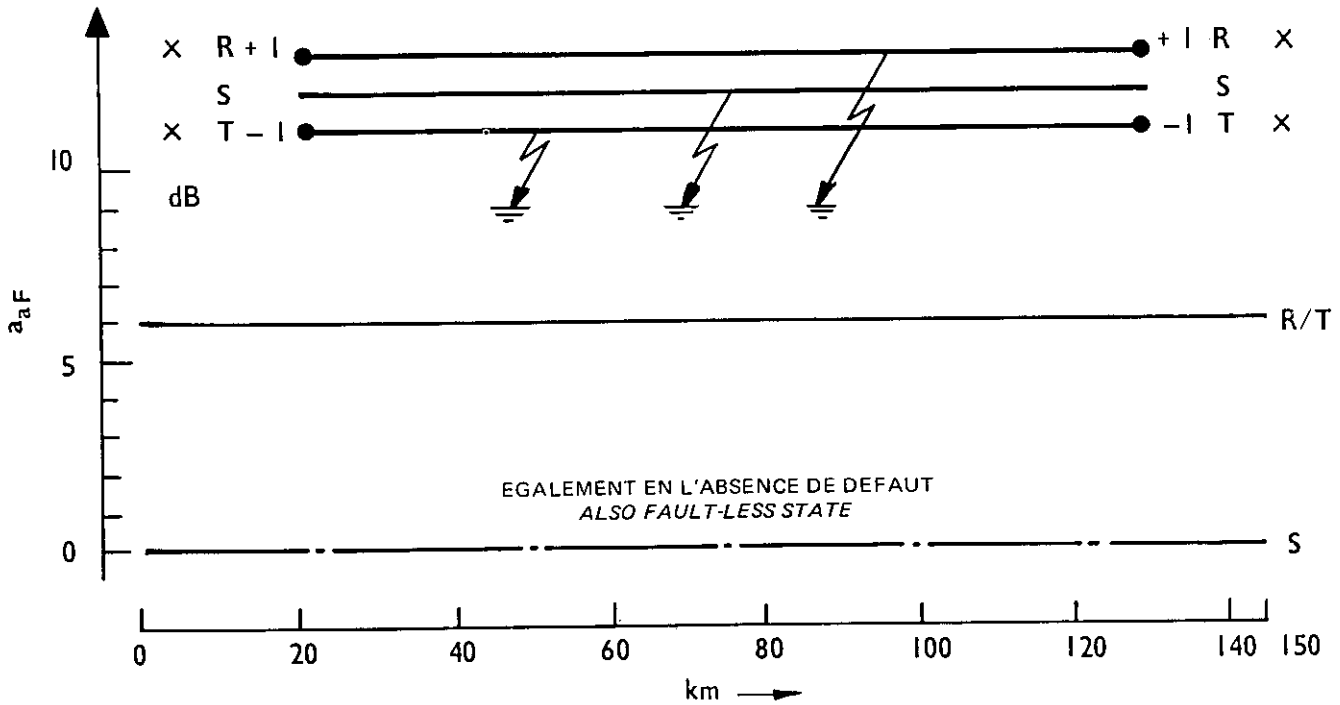
Structure de la ligne : A armement horizontal
 Longueur : 150 km
 Fréquence : 200 kHz
 Résistivité du sol : 300 $\Omega \cdot m$
 Couplage : R-S/R-S

Line configuration : Horizontal
 Length : 150 km
 Frequency : 200 kHz
 Earth-resistivity : 300 Ωm
 Coupling arrangement : R-S/R-S

FIGURE 13

Voir paragraphe 4.2.1.3 -- See Section 4.2.1.3

AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE a_{aF} EN FONCTION DE LA POSITION X D'UN DEFAUT
 ADDITIONAL ATTENUATION a_{aF} VERSUS FAULT DISTANCE X



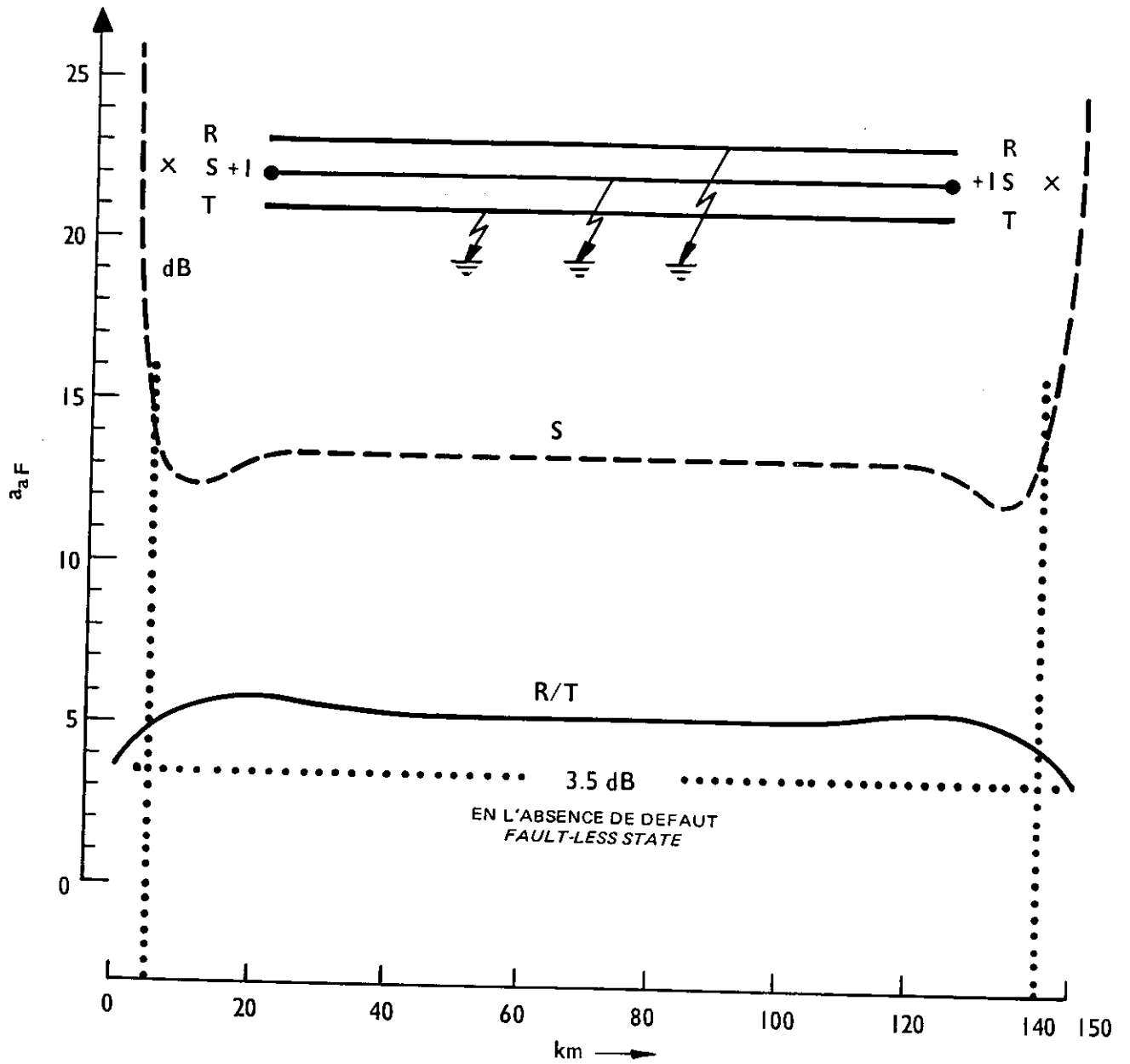
Structure de la ligne : A armement horizontal
 Longueur : 150 km
 Fréquence : Quelconque
 Résistivité du sol : Quelconque
 Couplage : R-T/R-T

Line configuration : Horizontal flat
 Length : 150 km
 Frequency : Any
 Earth-resistivity : Any
 Coupling arrangements : R-T/R-T

FIGURE 14

Voir paragraphe 4.2.1.3 – See Section 4.2.1.3

AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE a_{aF} EN FONCTION DE LA POSITION X D'UN DEFAUT
 ADDITIONAL ATTENUATION a_{aF} VERSUS FAULT DISTANCE X



Structure de la ligne : A armement horizontal
 Longueur : 150 km
 Fréquence : 200 kHz
 Résistivité du sol : 300 Ω m
 Couplage : S/S

Line configuration : Horizontal flat
 Length : 150 km
 Frequency : 200 kHz
 Earth-resistivity : 300 Ω m
 Coupling arrangements : S/S

FIGURE 15

Voir paragraphe 4.2.13 – See Section 4.2.1.3

AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE a_{aF} EN FONCTION DE LA POSITION X D'UN DEFAUT
 ADDITIONAL ATTENUATION a_{aF} VERSUS FAULT DISTANCE X

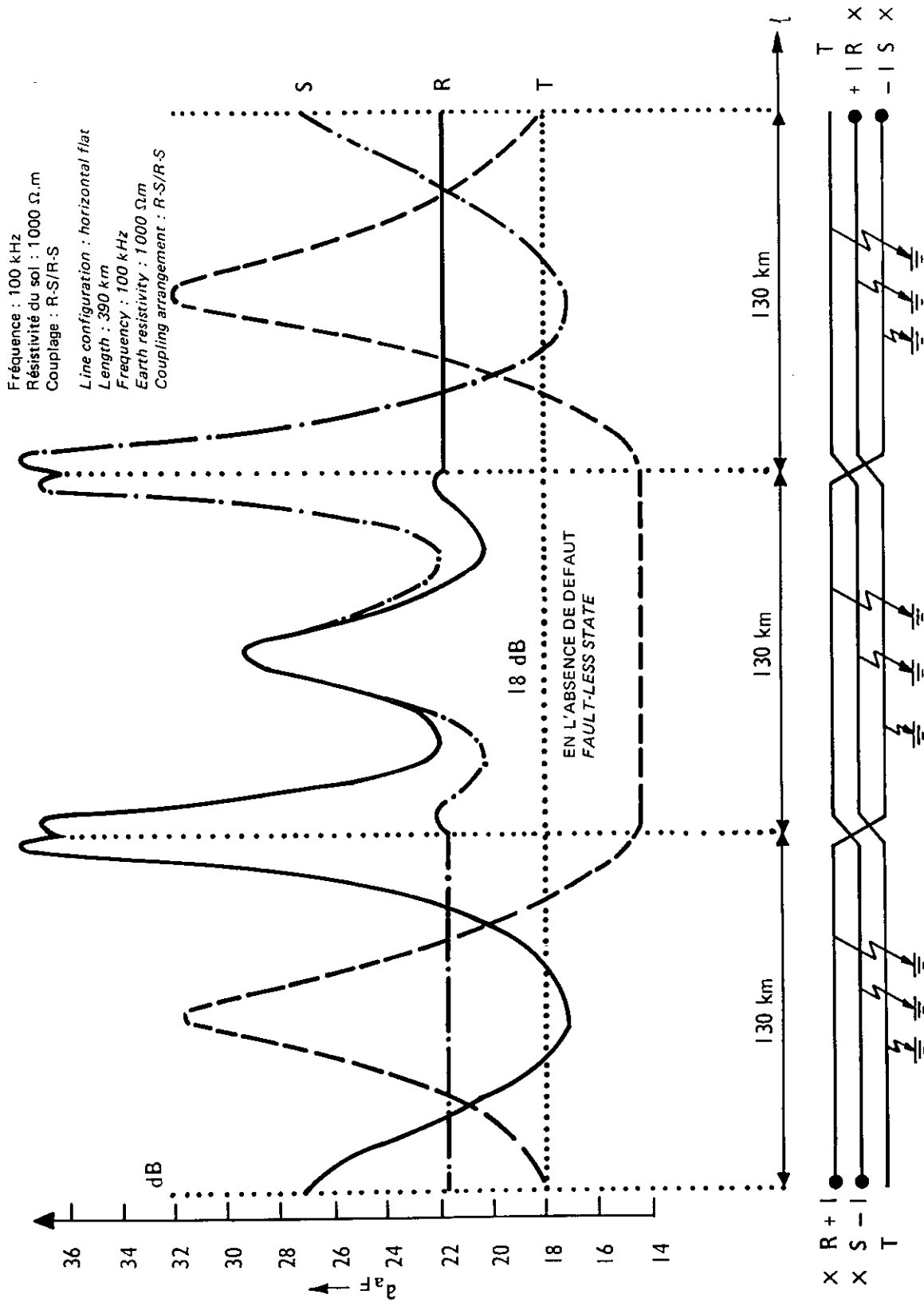


FIGURE 16

Voir paragraphe 4.2.1.3 - See Section 4.2.1.3

AFFAIBLISSEMENT SUPPLEMENTAIRE EN FONCTION DE LA POSITION X D'UN DEFAUT
 POUR UNE LIGNE AVEC DEUX TRANSPOSITIONS

ADDITIONAL ATTENUATION VERSUS FAULT DISTANCE X FOR A TWIN TRANSPOSED LINE

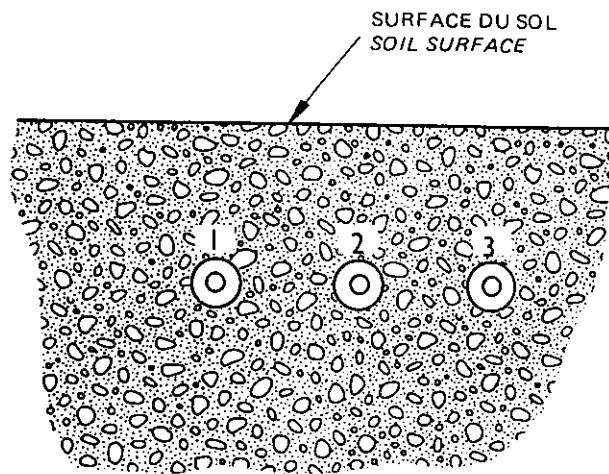


FIGURE 17

Voir paragraphe 4.2.1.4 – See Section 4.2.1.4

DISPOSITION HORIZONTALE DE CABLES MONOPHASES ENTERRES
HORIZONTAL CONFIGURATION OF BURIED SINGLE PHASE CABLES

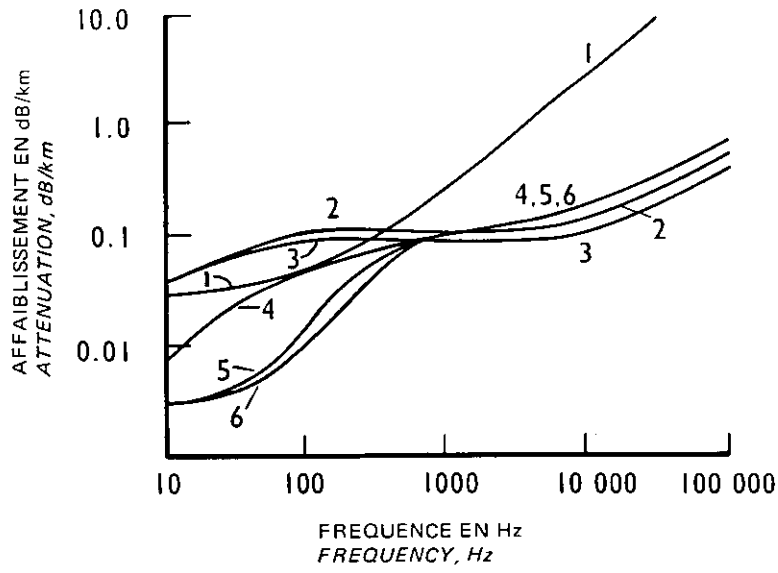


FIGURE 18

AFFAIBLISSEMENT DES MODES DE PROPAGATION NATURELS
 ATTENUATION CHARACTERISTICS OF NATURAL MODES OF PROPAGATION

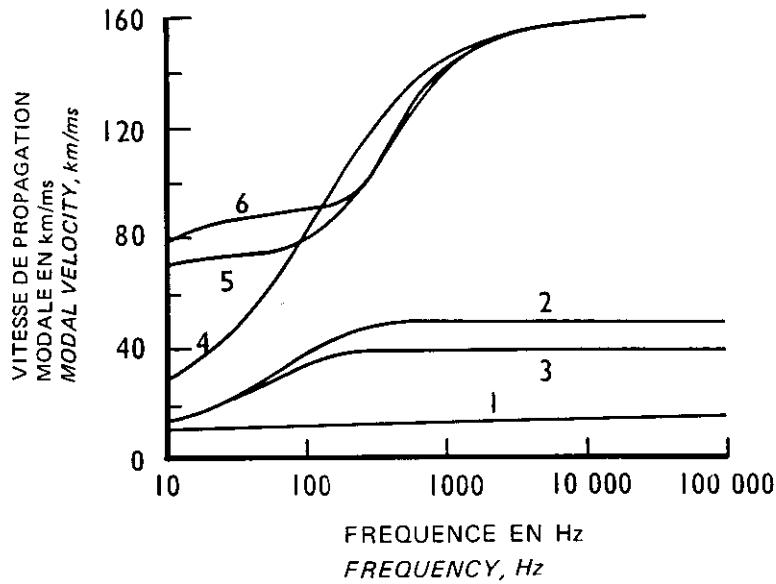
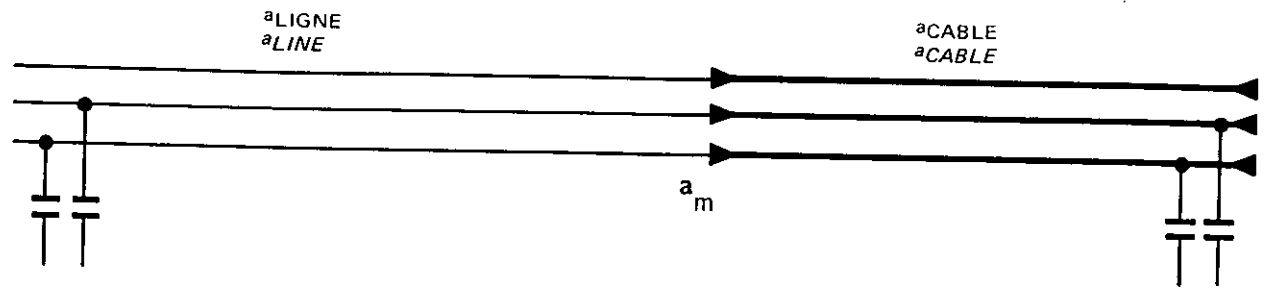
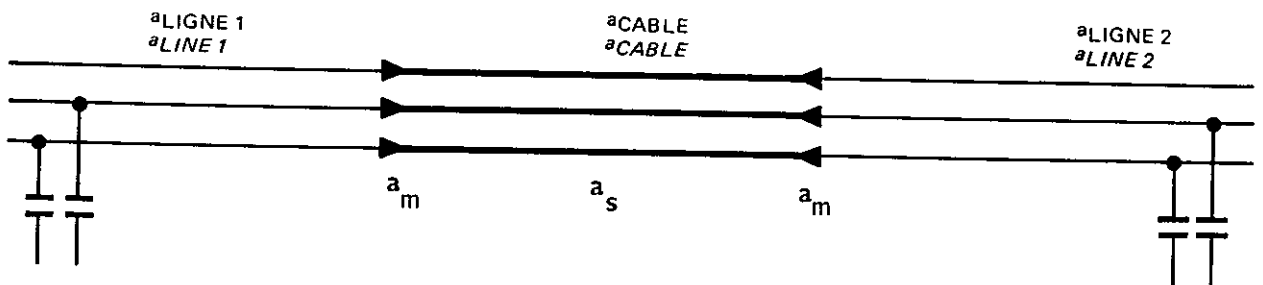


FIGURE 19

VITESSE DE PROPAGATION DES MODES NATURELS
 VELOCITY CHARACTERISTICS OF NATURAL MODES OF PROPAGATION



(a)



(b)

- a_m = affaiblissement d'adaptation
- a_s = affaiblissement fonction de la fréquence dû aux ondes stationnaires
- a_m = mismatch loss
- a_s = frequency dependent loss due to standing wave effects

FIGURE 20

JONCTIONS DE LIGNES AERIENNES AVEC DES CABLES SOUTERRAINS
 JUNCTIONS OF OVERHEAD LINES WITH POWER CABLES

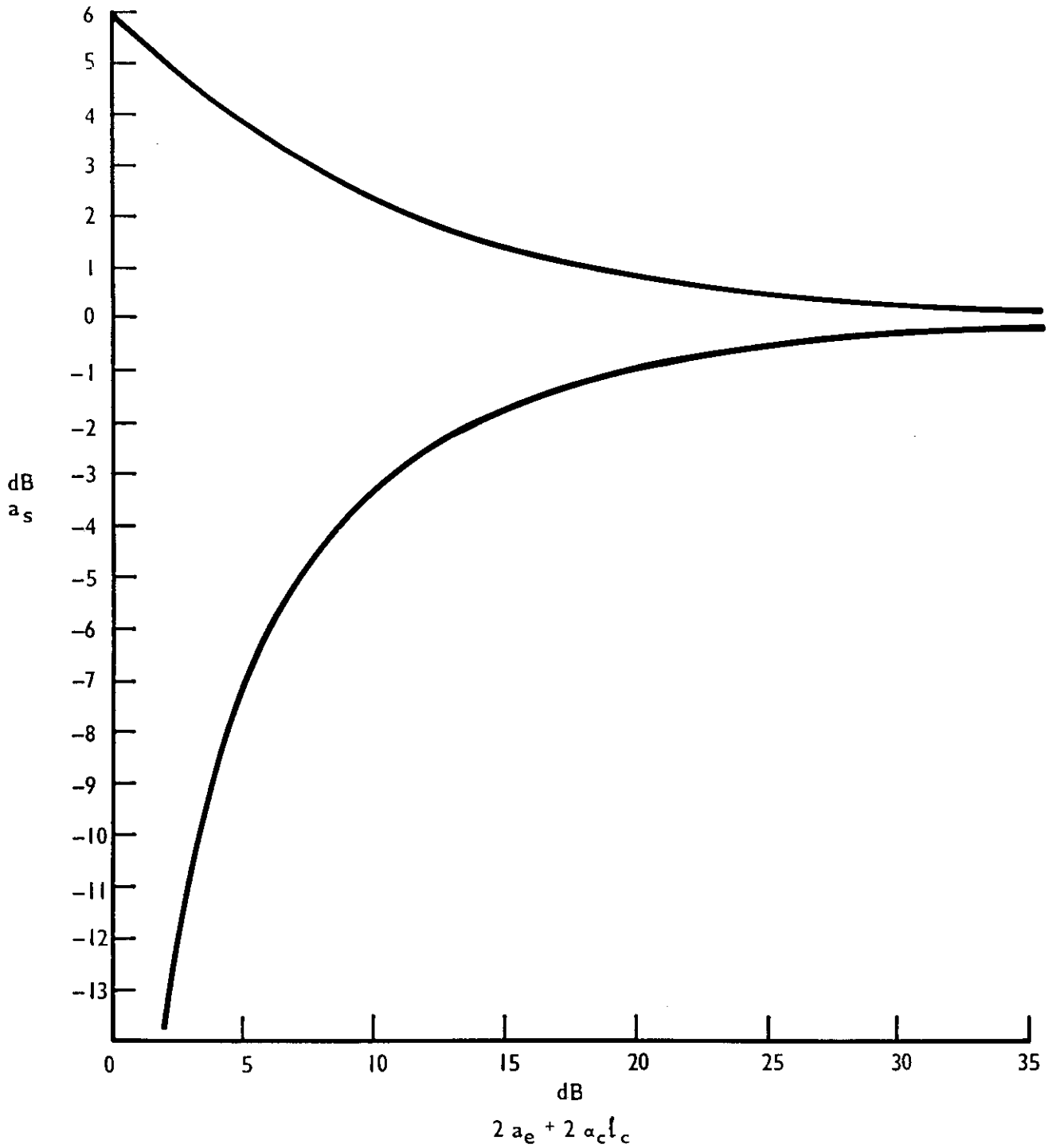


FIGURE 21

Voir paragraphe 4.2.1.4.2 – See Section 4.2.1.4.2

VALEURS MAXIMALES POSITIVES ET NEGATIVES DE L'AFFAIBLISSEMENT
DU AUX ONDES STATIONNAIRES
(AFFAIBLISSEMENT DE REFLEXION)
POSITIVE AND NEGATIVE MAXIMUM VALUES OF STANDING WAVE LOSS
(INTERACTION LOSS)

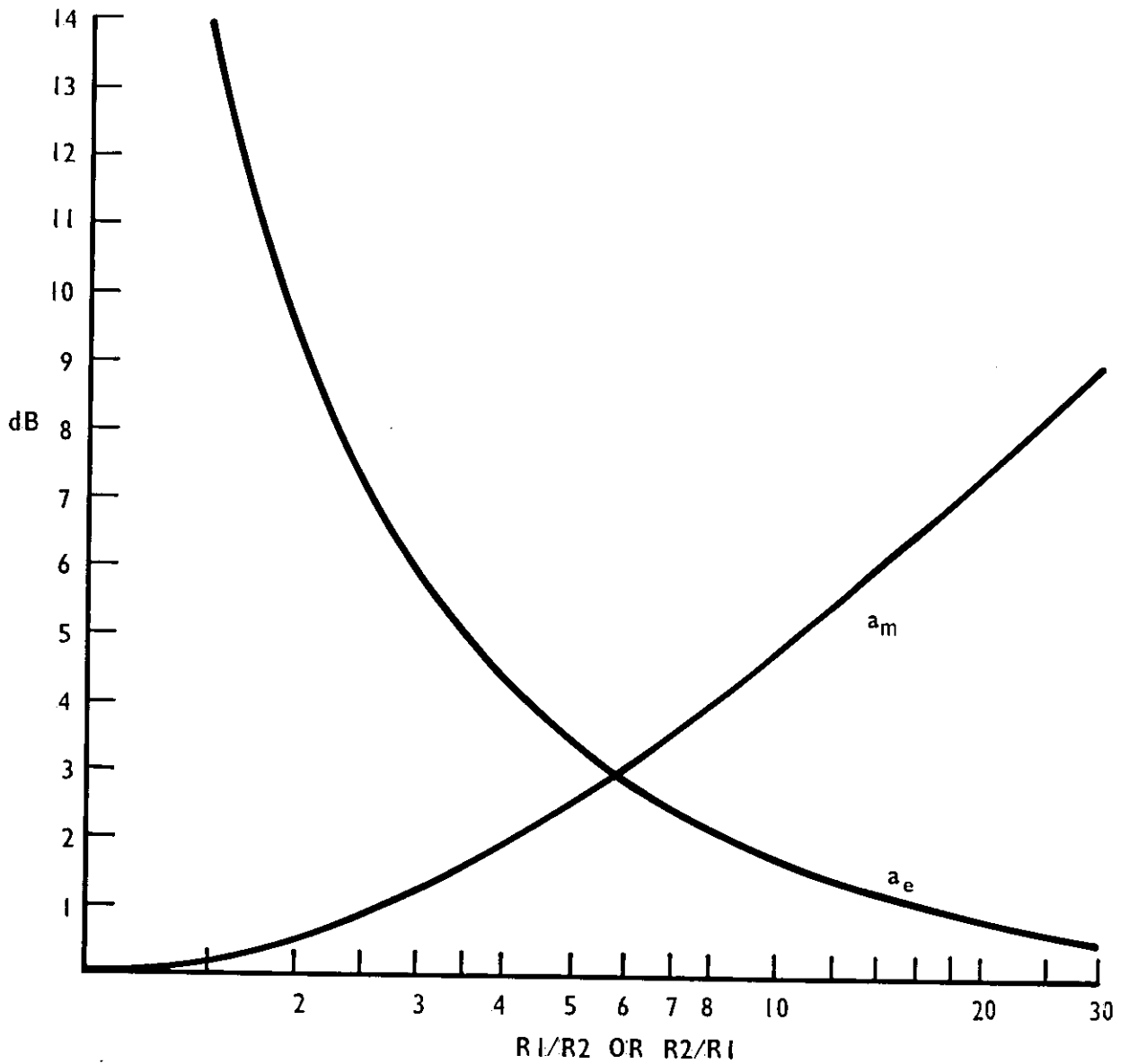


FIGURE 22

Voir paragraphe 4.2.1.4.5 — See Section 4.2.1.4.5

AFFAIBLISSEMENTS DE L'ONDE PROGRESSIVE (a_m) ET DE L'ONDE REFLECHIE (a_e) PAR RAPPORT A L'ONDE INCIDENTE EN FONCTION DU RAPPORT DE DEUX IMPEDANCES RESISTIVES
ATTENUATIONS OF PROGRESSIVE SIGNAL (a_m) AND OF REFLECTED SIGNAL (a_e) RELATIVE TO INCIDENT SIGNAL VERSUS IMPEDANCE RATIO FOR RESISTIVE IMPEDANCE TRANSITION

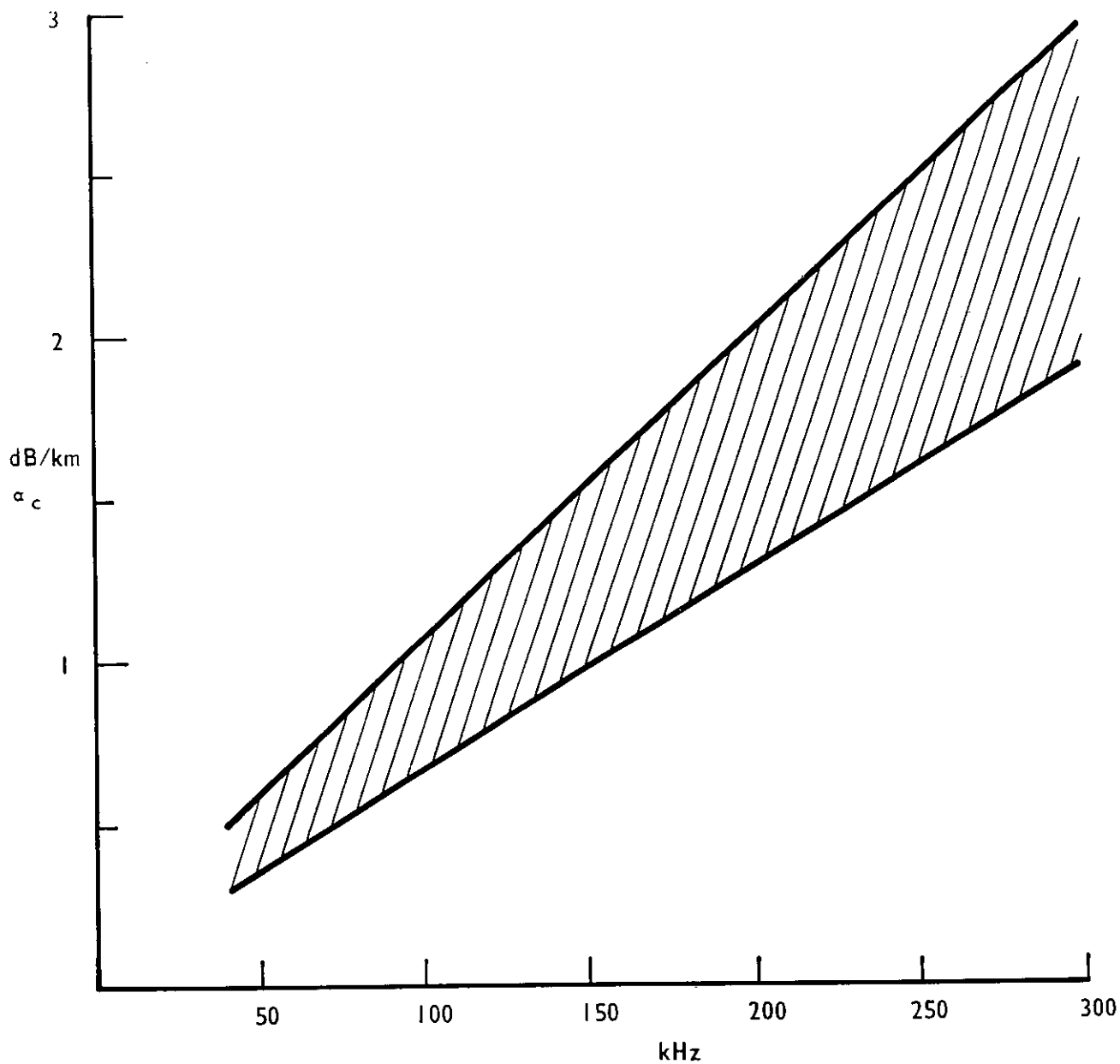


FIGURE 23

Voir paragraphe 4.2.1.4.6 – See Section 4.2.1.4.6

POUR LA PLUPART DES CABLES MONOPHASES, L'AFFAIBLISSEMENT EN FONCTION
DE LA FREQUENCE SE TROUVE DANS LA ZONE HACHUREE
FOR MOST MONOPHASE CABLES, ATTENUATION VERSUS FREQUENCY
WILL LIE WITHIN SHADED AREA

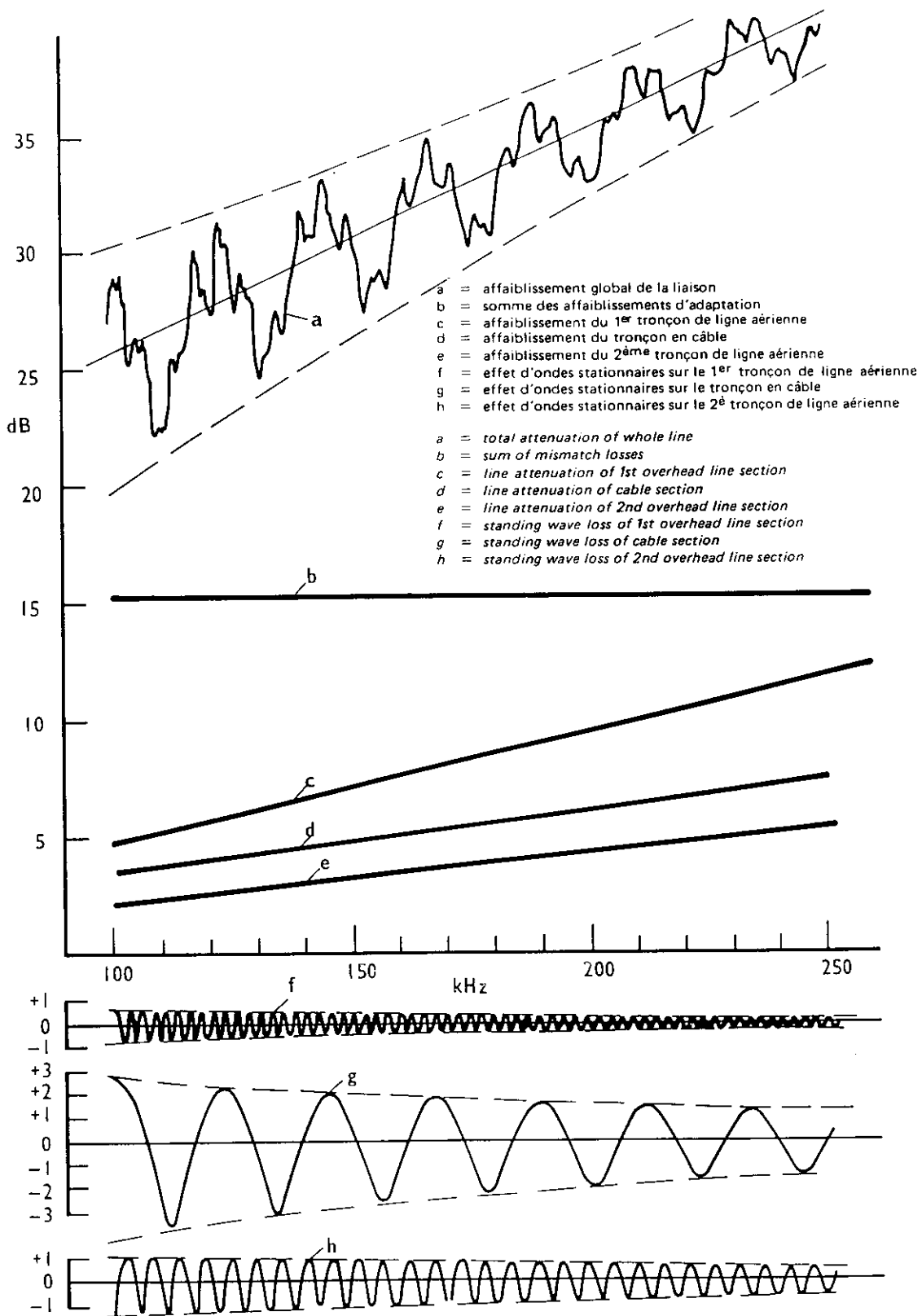


FIGURE 24

Voir paragraphe 4.2.1.4.8 -- See Section 4.2.1.4.8

AFFAIBLISSEMENT D'UNE LIAISON MIXTE
 ATTENUATION OF A COMPOSITE LINE

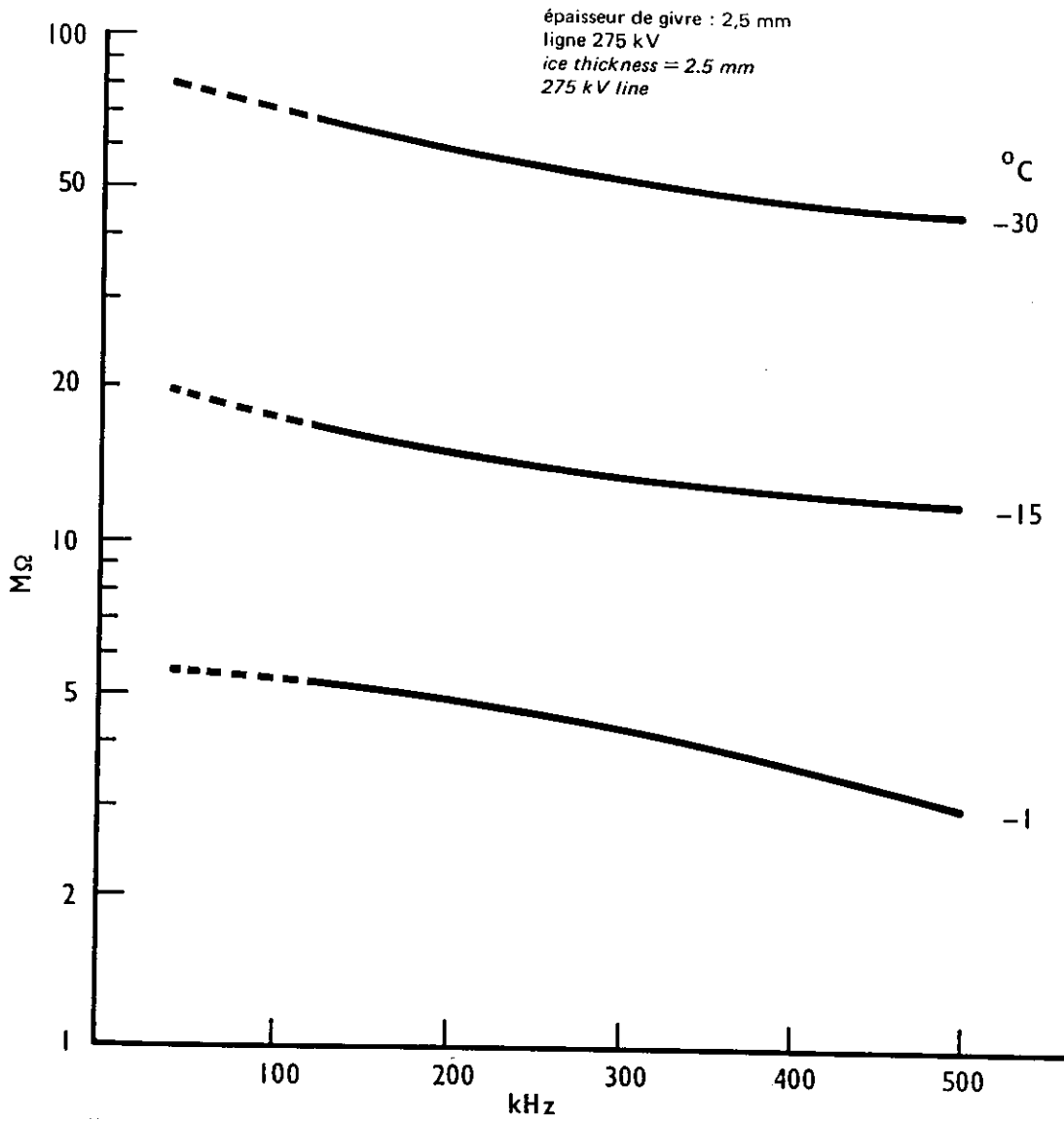


FIGURE 25

Voir paragraphe 4.2.1.5 — See Section 4.2.1.5

**RESISTANCE EN H.F. D'UNE CHAÎNE D'ISOLATEURS
 EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE ET DE LA TEMPÉRATURE DU GIVRE
 CF RESISTANCE OF A SINGLE CHAIN INSULATOR VERSUS CARRIER
 FREQUENCY AND ICE TEMPERATURE**

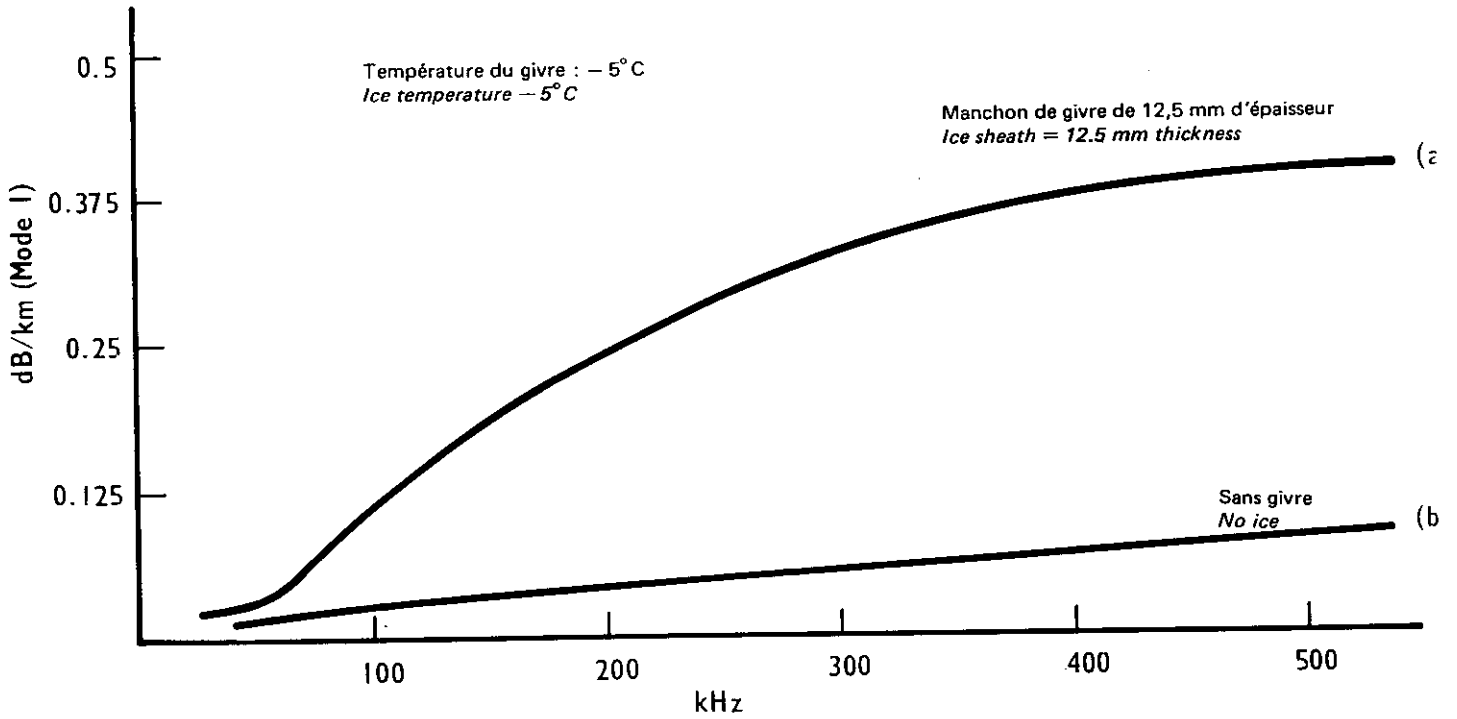


FIGURE 26

Voir paragraphe 4.2.1.5 - See Section 4.2.1.5

AUGMENTATION DE L'AFFAIBLISSEMENT EN LIGNE
EN FONCTION DE LA FREQUENCE PORTEUSE SUR UNE LIGNE 275 kV
INCREASE OF LINE LOSS VERSUS CARRIER FREQUENCY ON A 275 kV LINE

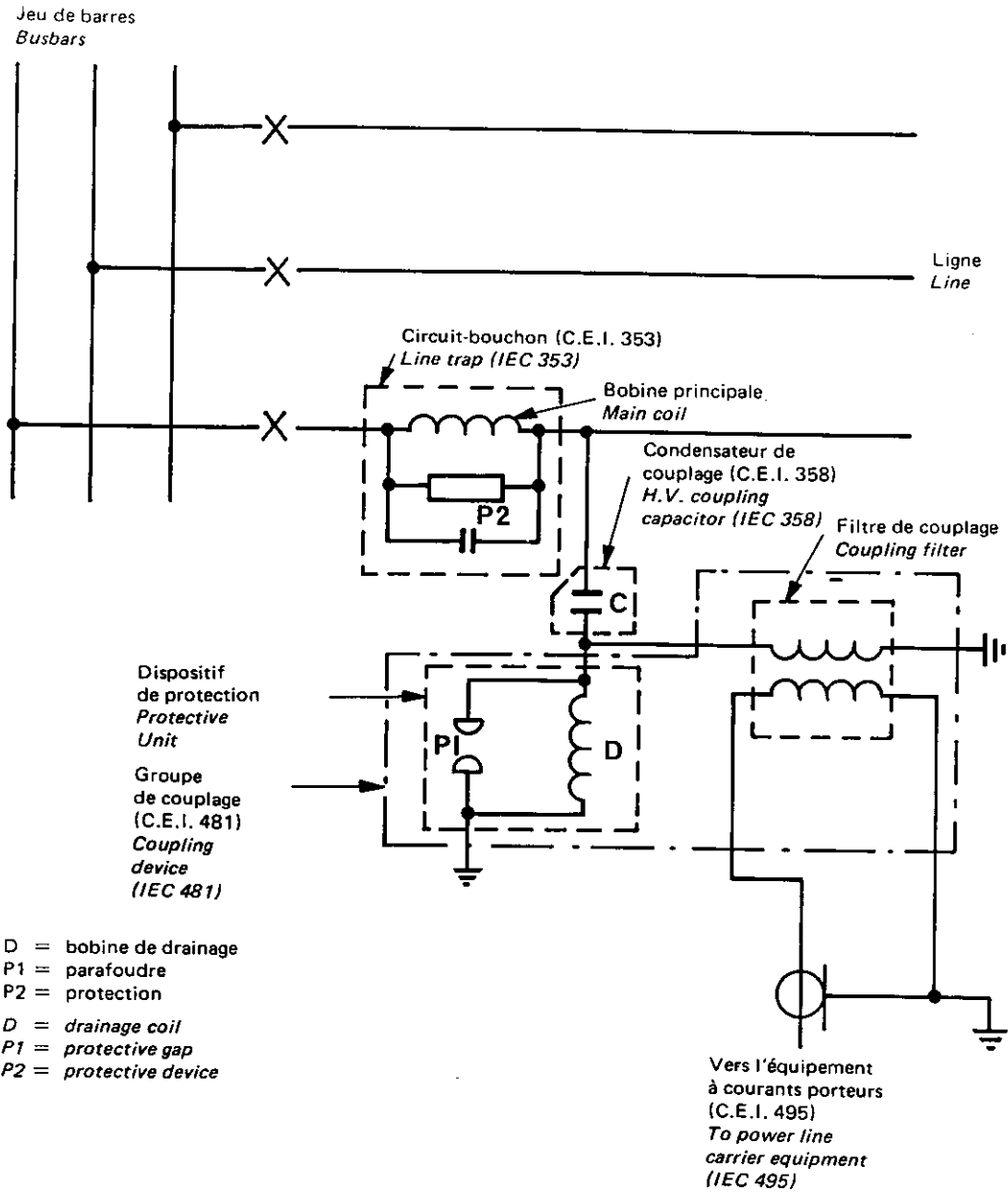


FIGURE 27

Voir paragraphes 4.2.2, 4.2.2.2 – See Section 4.2.2, 4.2.2.2.

SCHEMA SIMPLIFIE D'UN COUPLAGE C.P.L. PHASE-TERRE
SIMPLIFIED CIRCUIT OF PHASE-EARTH PLC COUPLING ARRANGEMENT

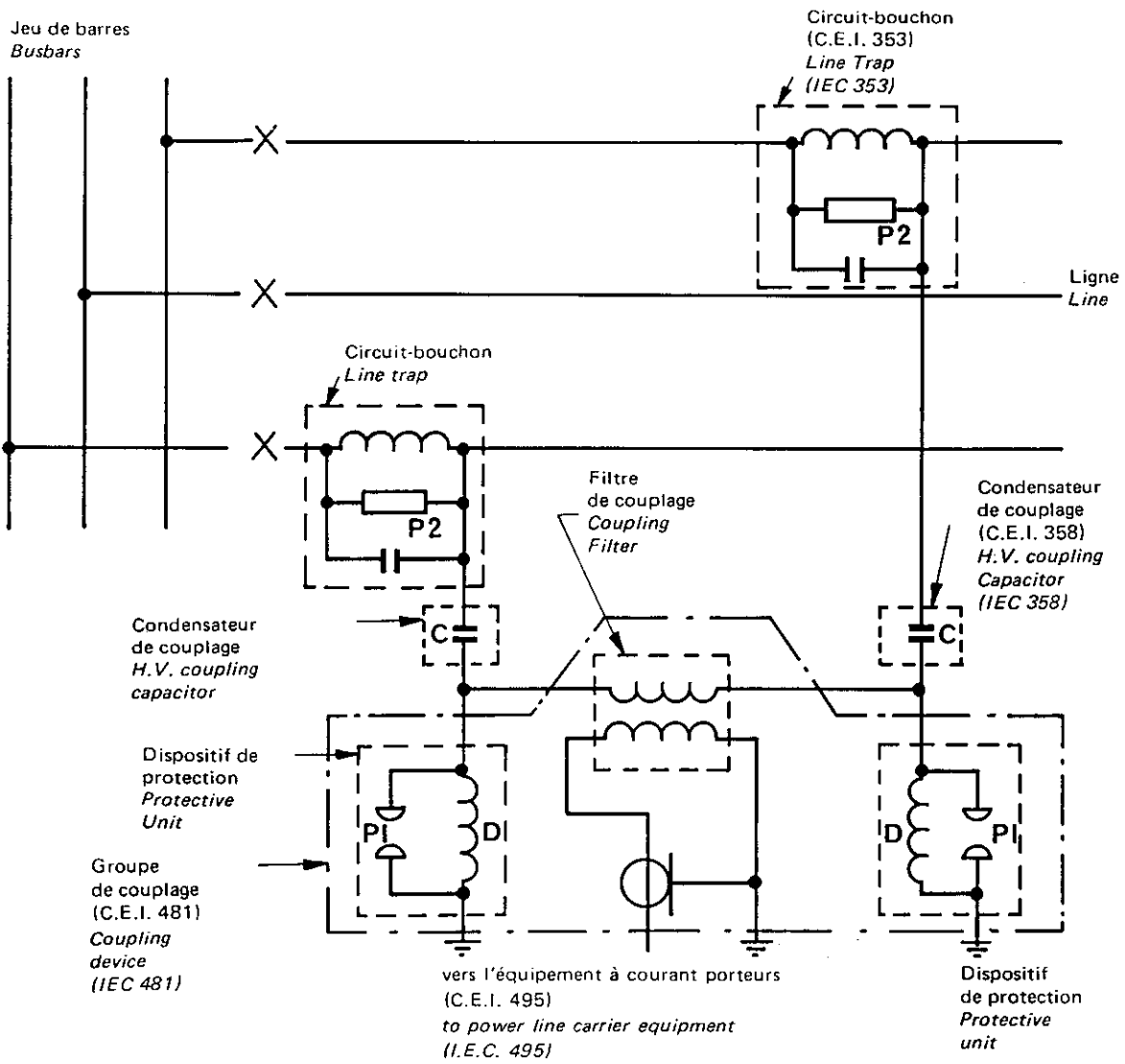


FIGURE 28

Voir paragraphes 4.2.2, 4.2.2.2 – See Section 4.2.2, 4.2.2.2.

SCHEMA SIMPLIFIE D'UN COUPLAGE C.P.L. INTER-PHASE
SIMPLIFIED CIRCUIT OF INTERPHASE PLC COUPLING ARRANGEMENT

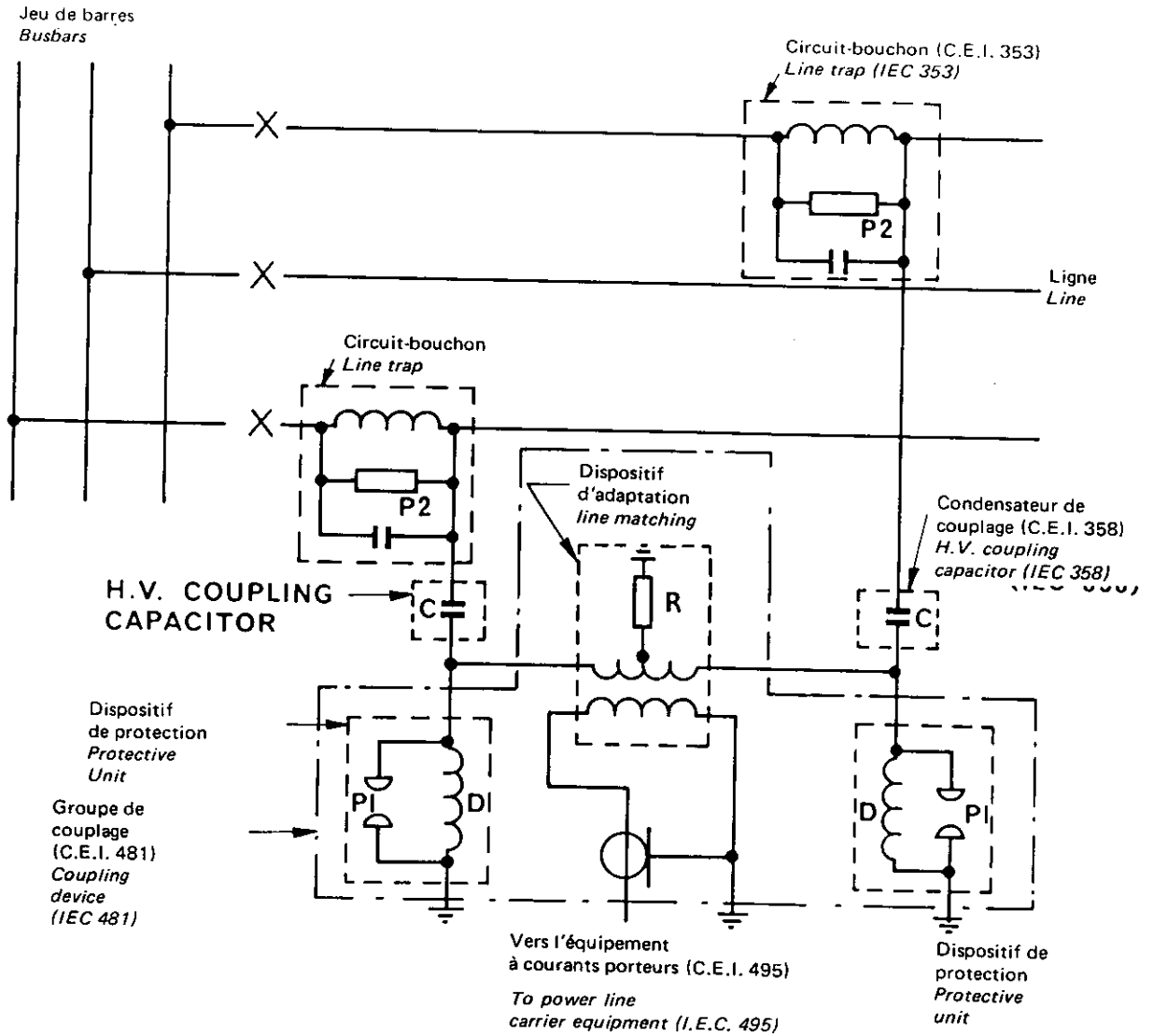


FIGURE 29

Voir paragraphes 4.2.2, 4.2.2.2 – See Section 4.2.2, 4.2.2.2.

SCHEMA SIMPLIFIE D'UN COUPLAGE C.P.L. INTER-PHASE
MONTRANT LA RESISTANCE R QUI DONNE
UNE REDUCTION DE L'EFFET DES DEFAUTS A LA TERRE PROCHES
SIMPLIFIED CIRCUIT OF INTERPHASE PLC COUPLING ARRANGEMENT
SHOWING RESISTOR R GIVING REDUCTION IN EFFECT OF
CLOSE-UP EARTH FAULTS

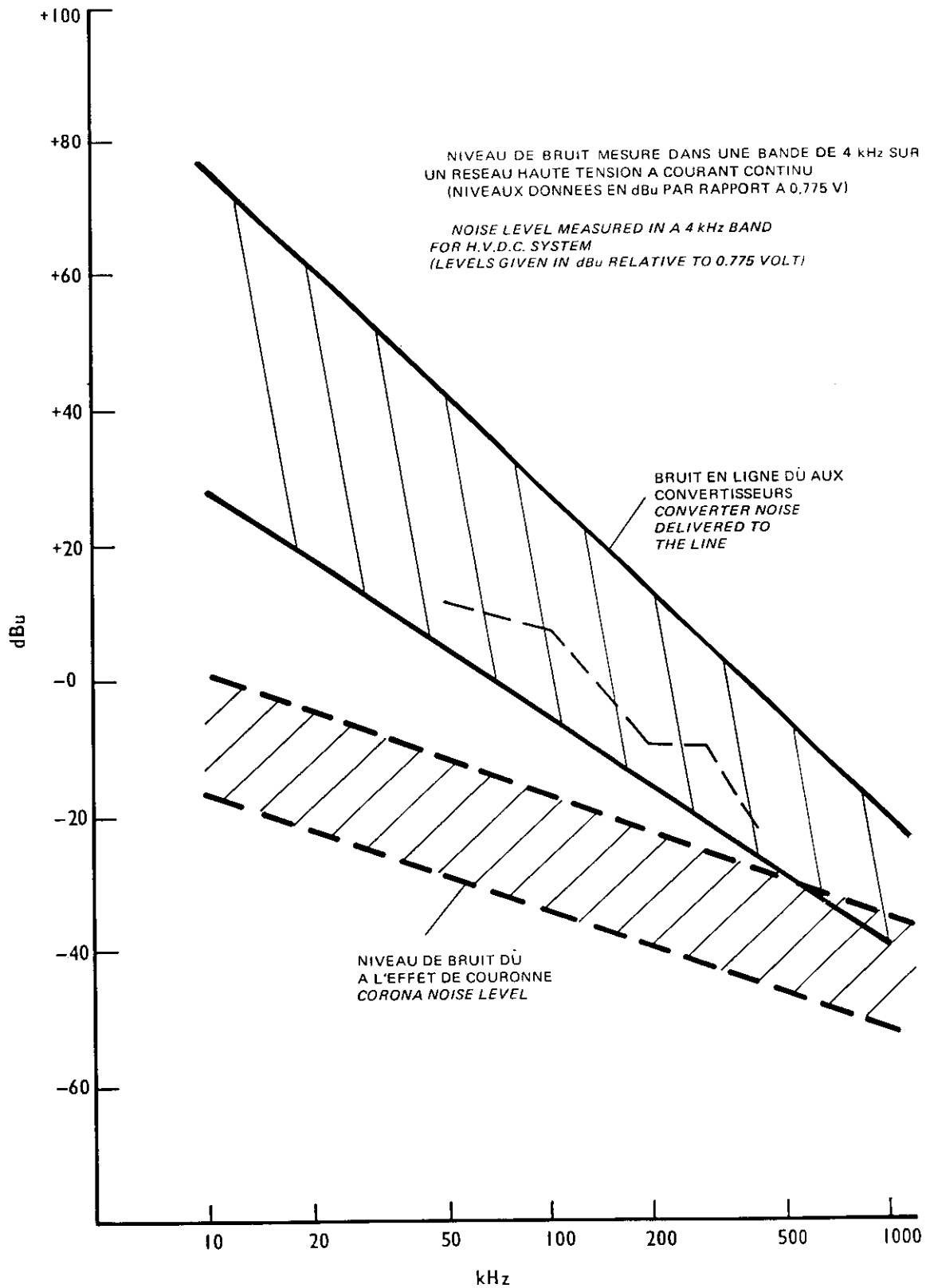


FIGURE 30

Voir paragraphe 4.2.3.3 -- See Section 4.2.3.3

NIVEAU DE BRUIT MESURE DANS UNE BANDE DE 4 kHz SUR UN RESEAU HAUTE TENSION A COURANT CONTINU
NOISE LEVEL MEASURED IN A 4 kHz BAND FOR H.V. D.C. SYSTEM

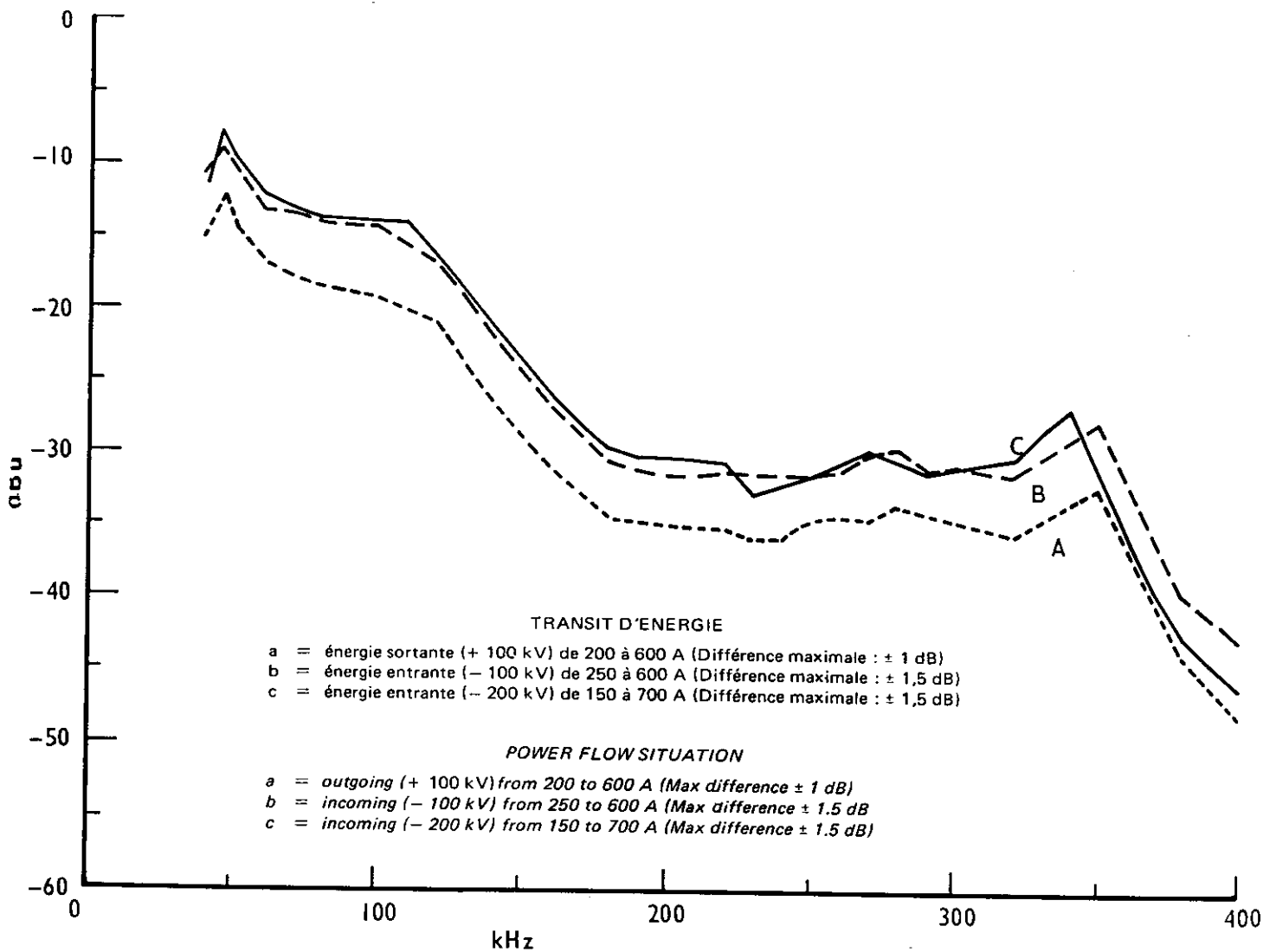


FIGURE 31

Voir paragraphe 4.2.3.3 – See Section 4.2.3.3

VALEUR MOYENNE DU BRUIT SUR UNE CHARGE DE 75 Ω ET DANS UNE BANDE DE 200 Hz
 POUR UN COUPLAGE MONOPHASE SUR UNE LIGNE 200 kV A COURANT CONTINU
 MEAN VALUE OF NOISE ON A 200 kV HVDC LINE MEASURED WITH A MONOPOLAR
 COUPLING ON A 75 ohm LOAD AND IN A 200 Hz BANDWIDTH

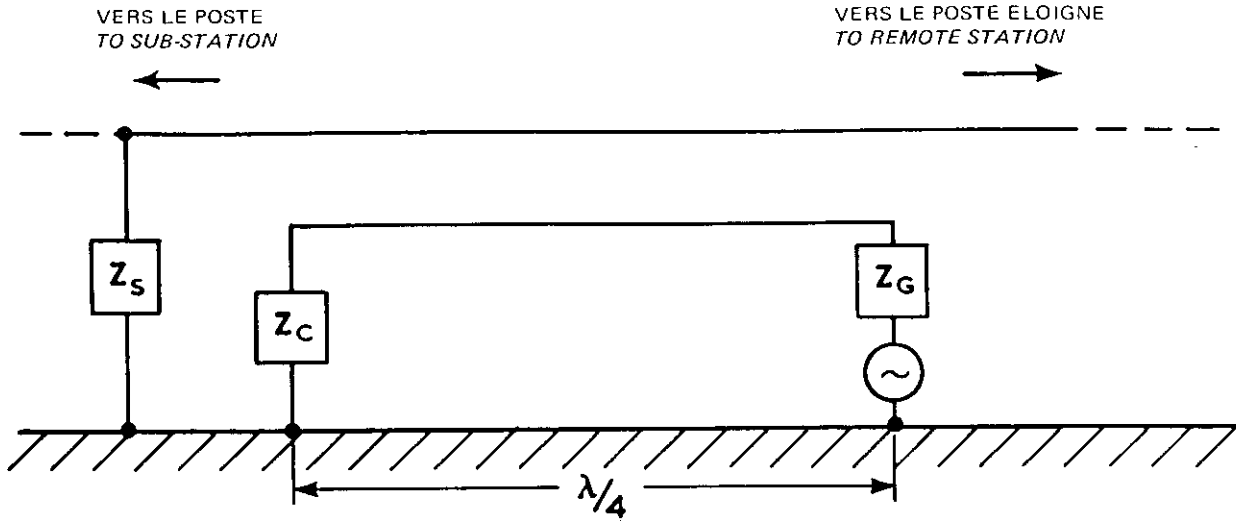


FIGURE 32

Voir paragraphe 4.2.4.1 – See Section 4.2.4.1

COUPLEUR DIRECTIONNEL DE L'“ONTARIO HYDRO”
ONTARIO HYDRO DIRECTIONAL COUPLER

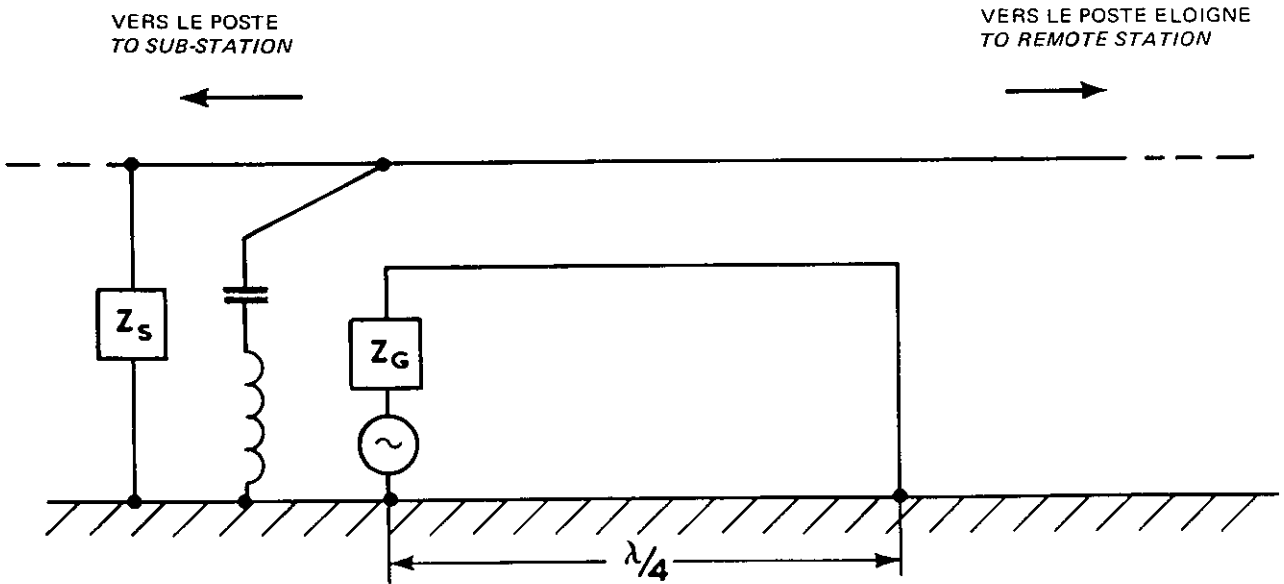
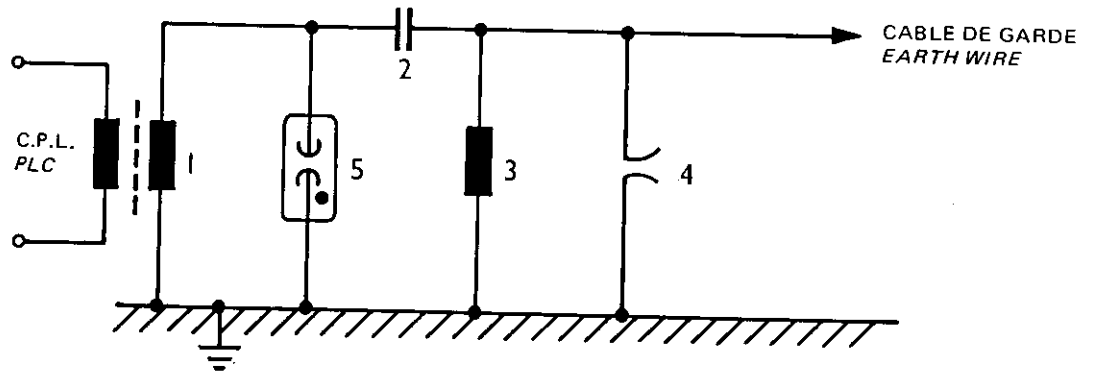


FIGURE 33

Voir paragraphe 4.2.4.1 – See Section 4.2.4.1

COUPLEUR QUART D'ONDE DU C.E.R.L.
C.E.R.L. $\lambda/4$ COUPLER



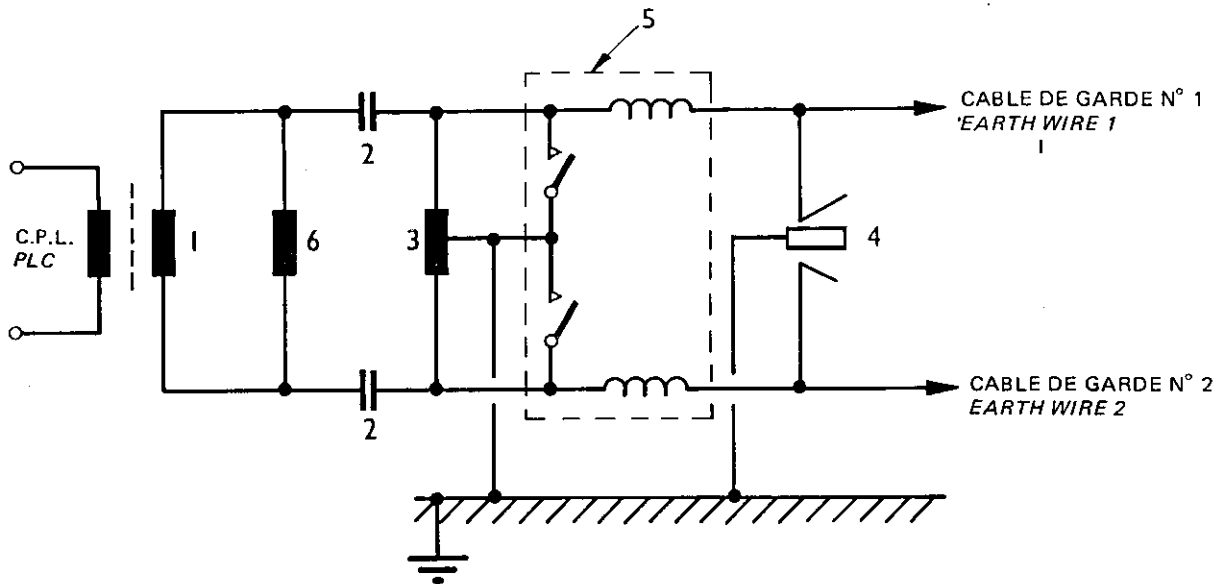
1. Transformateur d'adaptation (tenue en tension impulsionnelle entre primaire et secondaire : 10 kV)
 2. Condensateur de couplage (tenue en tension impulsionnelle : 10 kV)
 3. Bobine de drainage
 4. Parafoudre à cornes 3 kV
 5. Parafoudre à gaz amorçant à 300 V eff.
1. Matching transformer (10 kV impulse withstand interwinding insulation)
 2. Coupling capacitor (10 kV impulse withstand)
 3. Drainage coil
 4. Horn-gap arrester 3 kV
 5. Gas type arrester 300 V r.m.s. breakdown

FIGURE 34

Voir paragraphe 4.2.4.2 -- See Section 4.2.4.2

**LIAISON C.P.L. SUR CABLE DE GARDE ISOLE
PLC ON INSULATED EARTH WIRE**

Schéma du couplage câble de garde-terre
Schematic diagram of earth wire-to-earth coupling



1. Transformateur d'adaptation 20 kV
 2. Condensateur de couplage
 3. Bobine de drainage 40 A
 4. Parafoudre à cornes
 5. Relais de mise à la terre
 6. Filtre passe-haut
1. Matching transformer 20 kV
 2. Coupling capacitor
 3. Drainage coil 40 A
 4. Horn-gap arrester
 5. Earthing relay
 6. High-pass filter

FIGURE 35

Voir paragraphe 4.2.4.2 – See Section 4.2.4.2

LIAISON C.P.L. SUR UNE PAIRE DE CABLES DE GARDE ISOLES

PLC ON INSULATED PAIR OF EARTH WIRES

Schéma du couplage entre les deux câbles de garde
 Schematic diagram of earth wire-to-earth wire coupling

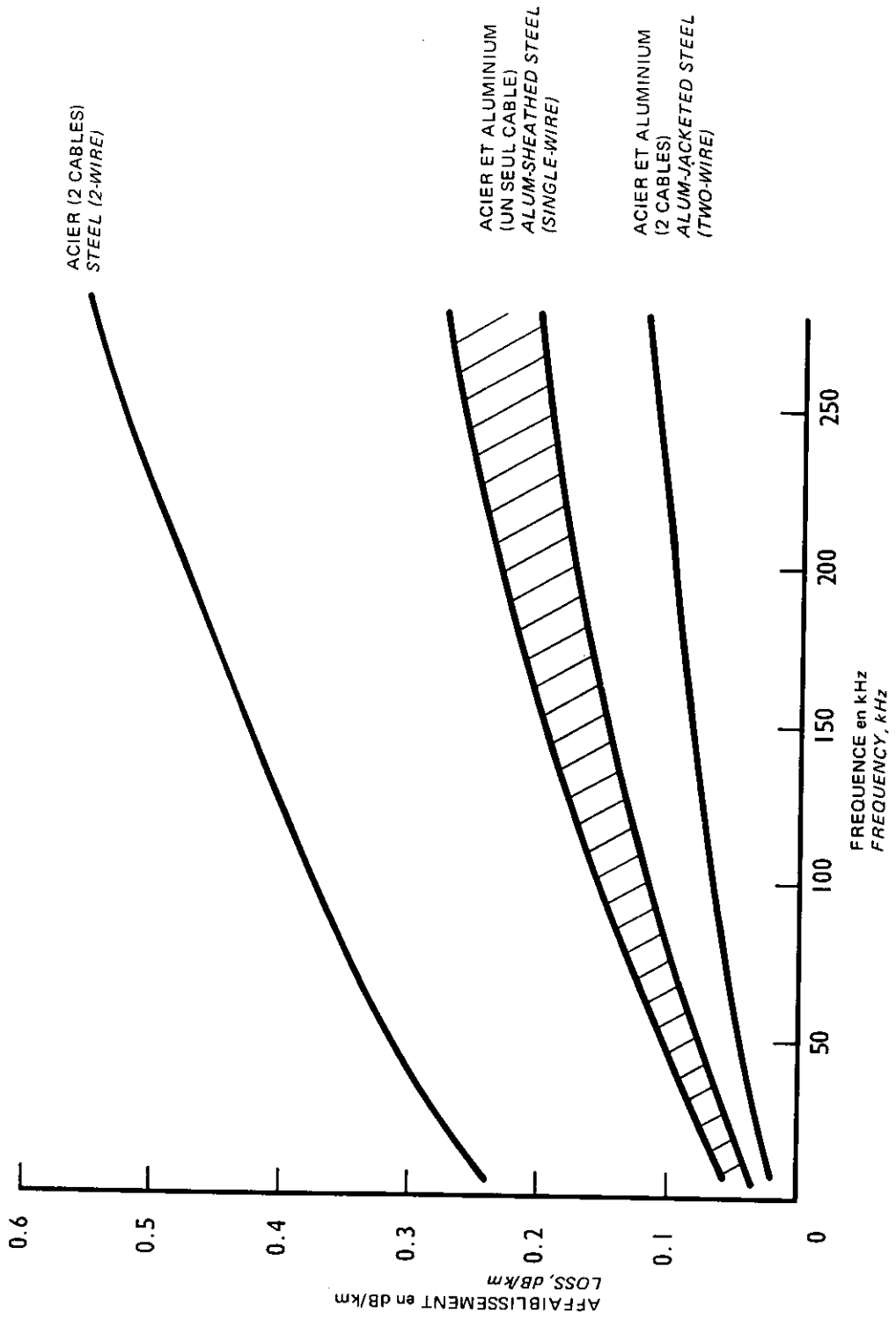
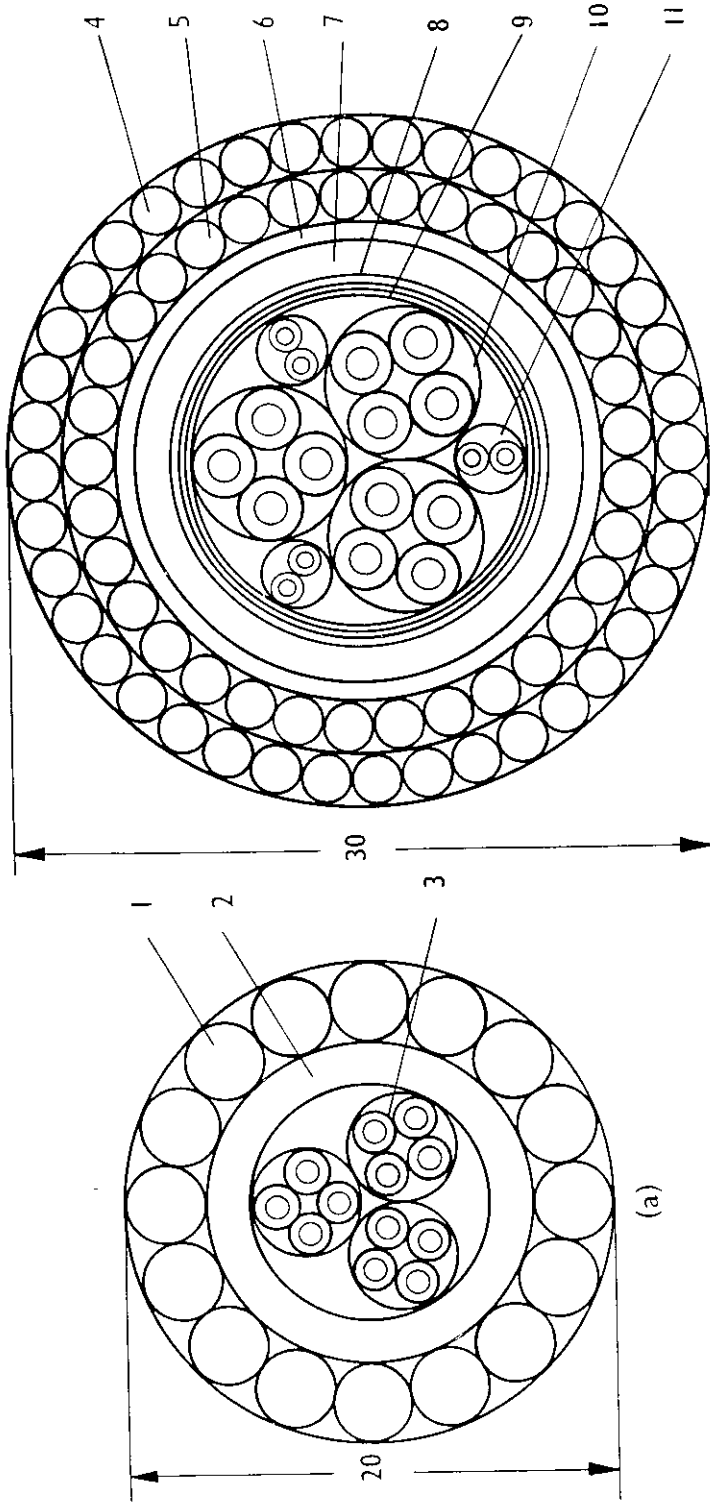


FIGURE 36

Voir paragraphe 4.2.4.2 - See Section 4.2.4.2

AFAIBLISSEMENT COURAMMENT PRESENTE PAR LES CABLES DE GARDE ISOLES
 TYPICAL ATTENUATION OF INSULATED EARTH WIRES



SUSPENDU A UN CABLE PORTEUR
SUSPENDED FROM MESSENGER

1. Fils d'Aldrey de 3 mm de diamètre
2. Enveloppe de polyéthylène
3. Quarte pour courants porteurs
4. Fils d'aluminium de 2,1 mm de diamètre
5. Fils d'acier de 2,2 mm de diamètre
6. Hélice porteuse en acier
7. Enveloppe de polyéthylène
8. Ecran d'aluminium
9. Enveloppe du centre du câble
10. Quarte 1,2 mm de diamètre pour courants porteurs à isolé ment polyéthylène
11. Paire 0,8 mm de diamètre

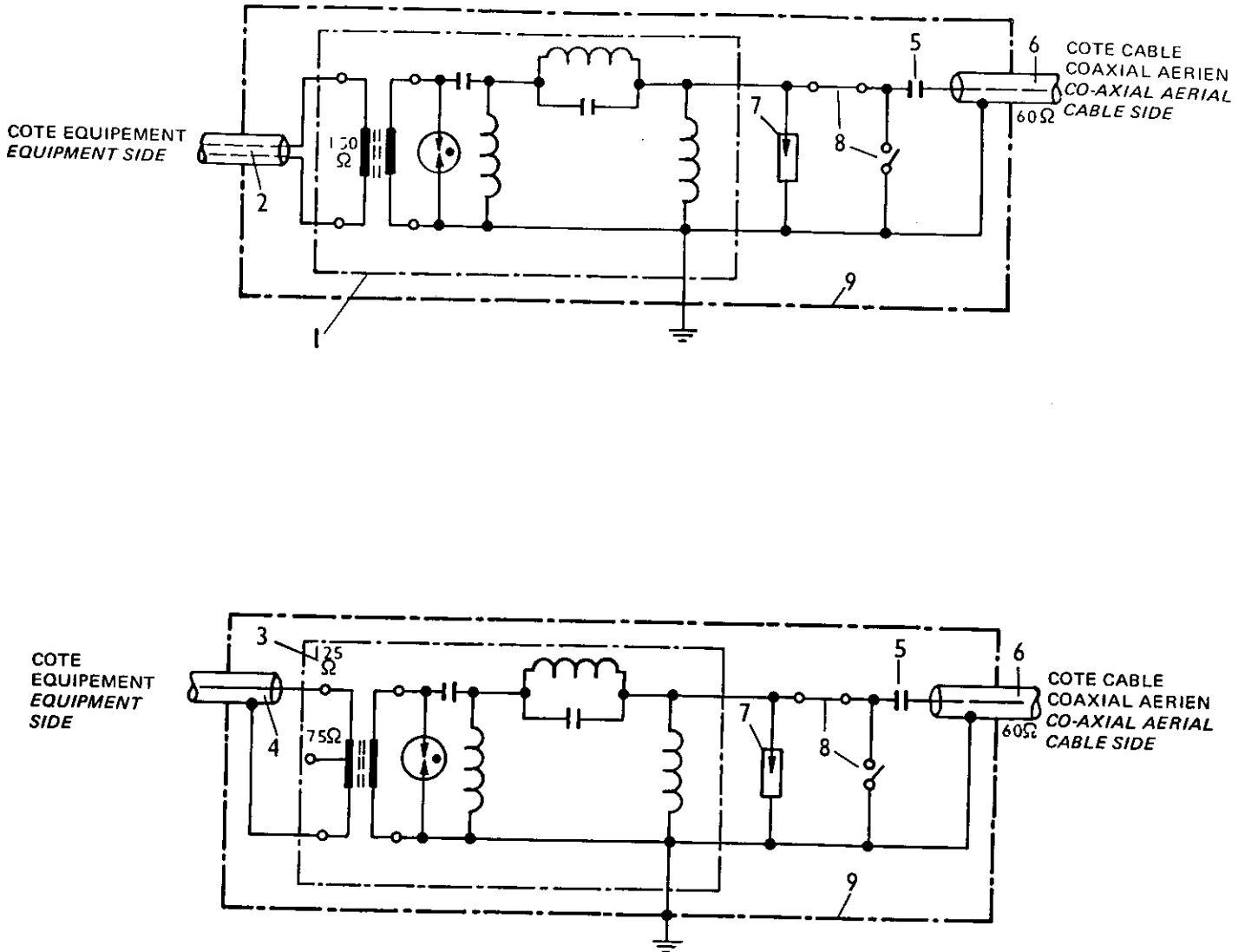
(b)
AUTO PORTEUR ET SERVANT AUSSI DE CABLE DE GARDE
SELF-SUPPORTING FOR SIMULTANEOUS USE AS EARTH WIRE

1. Aldrey wires 3 mm
2. Polyethylene sheath
3. Carrier frequency quad
4. Aluminium wires 2,1 mm
5. Steel wires 2,2 mm
6. Supporting steel helix
7. Polyethylene sheath
8. Aluminium shielding
9. Core wrapping
10. Carrier frequency quad 1,2 mm with PE insulation
11. 0,8 mm pair

FIGURE 37

Voir paragraphe 4.2.4.3 — See Section 4.2.4.3

COUPES DE CABLES AERIENS
AERIAL CABLES CROSS SECTION



1. Filtre de couplage, impédance d'entrée symétrique côté équipement 150 Ω
2. Câble symétrique 150 Ω
3. Filtre de couplage, impédance d'entrée dissymétrique côté équipement 75/125 Ω
4. Câble coaxial 75/125 Ω
5. Condensateur de couplage (50 000 pF)
6. Câble coaxial aérien autoporteur $Z_0 = 60 \Omega$
7. Parafoudre
8. Sectionneurs de mise à la terre et d'isolement
9. Coffret métallique

1. Coupling filter, input impedance equipment side 150 Ω symmetrical
2. Symmetrical cable 150 Ω
3. Coupling filter, input impedance equipment side 75/125 Ω asymmetrical
4. Co-axial cable 75/125 Ω
5. Coupling capacitor 50,000 pF
6. Self supporting aerial co-axial cable $Z_0 = 60 \Omega$
7. Lightning arrester
8. Earthing and isolation switch
9. Metal housing

FIGURE 38

Voir paragraphe 4.3.4.3 – See Section 4.3.4.3

FILTRE PASSE-HAUT DE COUPLAGE UTILISÉ POUR CÂBLE COAXIAL AÉRIEN AUTOPOREUR
HIGH PASS COUPLING FILTER USED FOR CO-AXIAL SELF SUPPORTING AERIAL CABLE

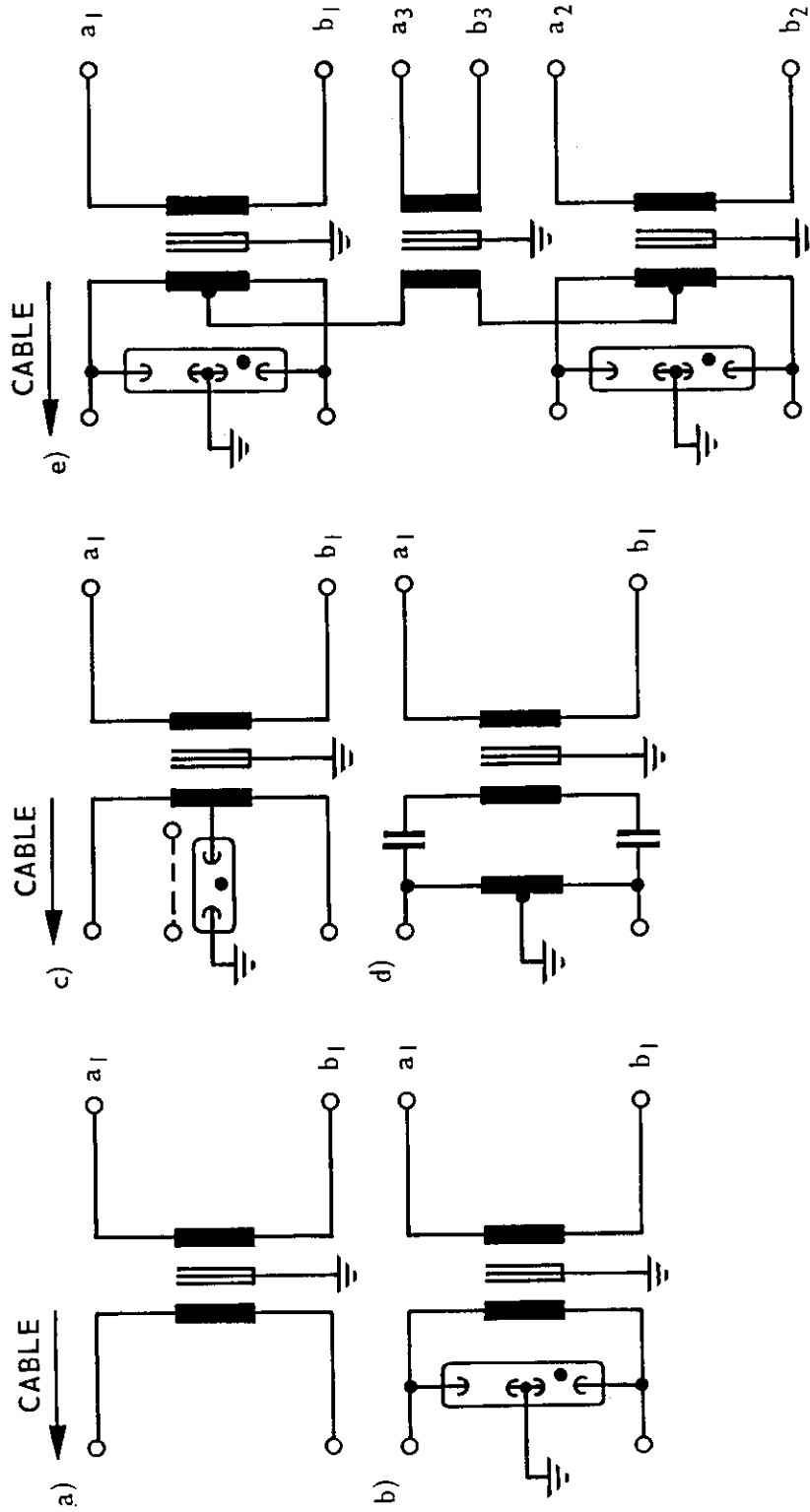


FIGURE 39

Voir paragraphe 4.2.4.3 - See Section 4.2.4.3

SCHEMA DES TRANSFORMATEURS ET DISPOSITIFS DE PROTECTION AUX EXTREMITES
DES CABLES SYMETRIQUES
CIRCUIT OF TERMINATING TRANSFORMERS AND PROTECTIVE DEVICES
FOR SYMMETRICAL CABLES

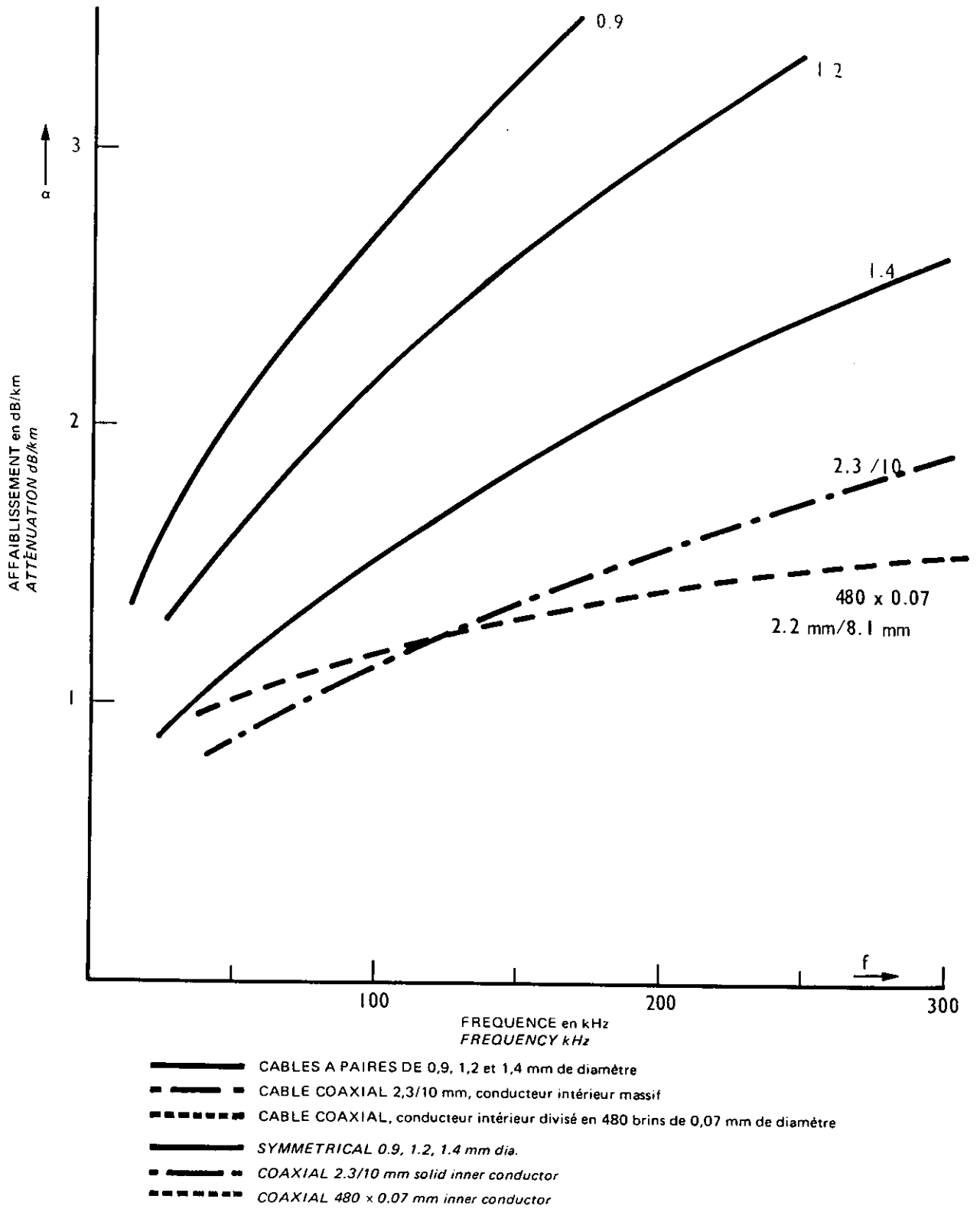


FIGURE 40

Voir paragraphe 4.2.4.3 – See Section 4.2.4.3

AFFAIBLISSEMENT DE DIFFERENTS CABLES
ATTENUATION OF VARIOUS CABLES

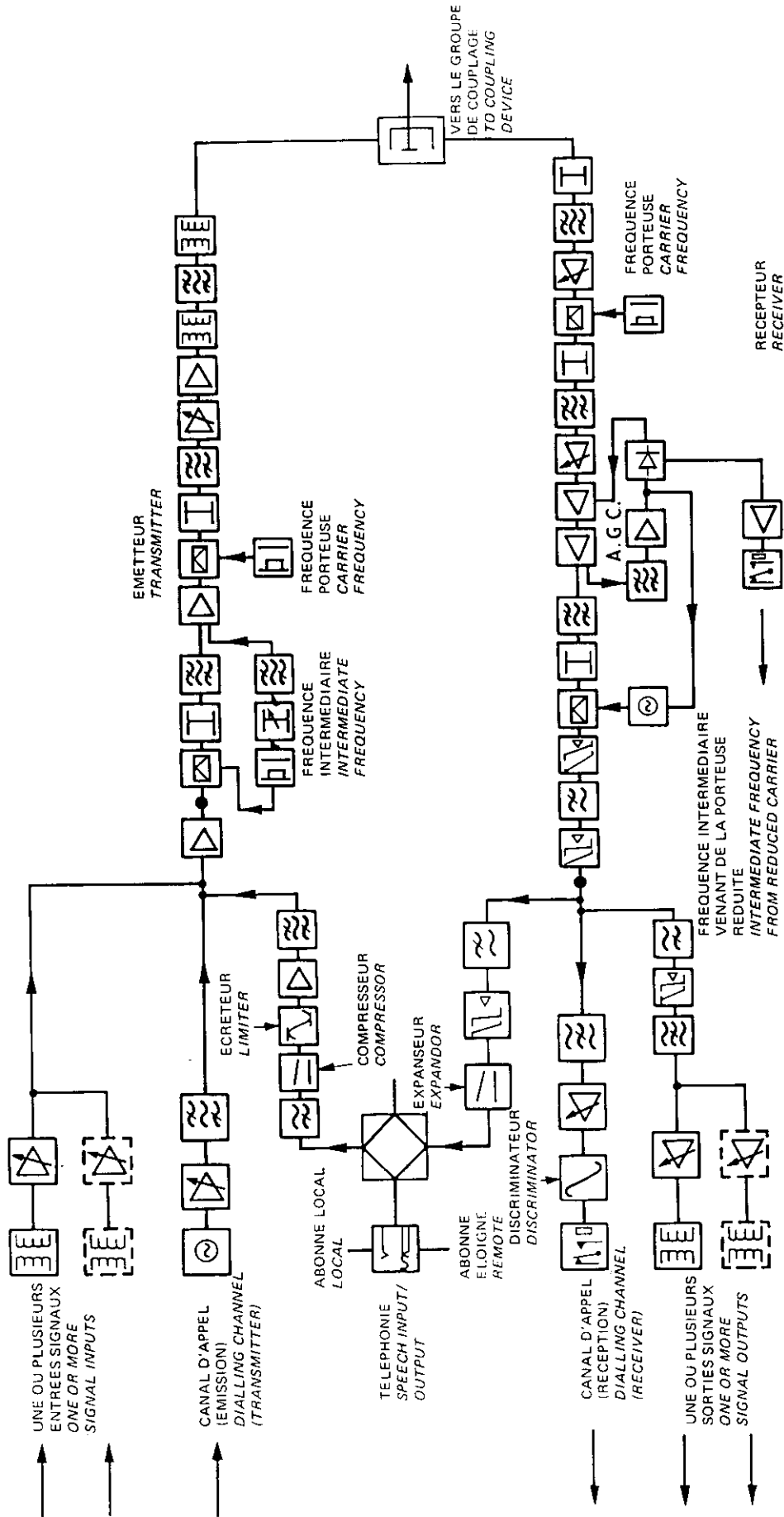
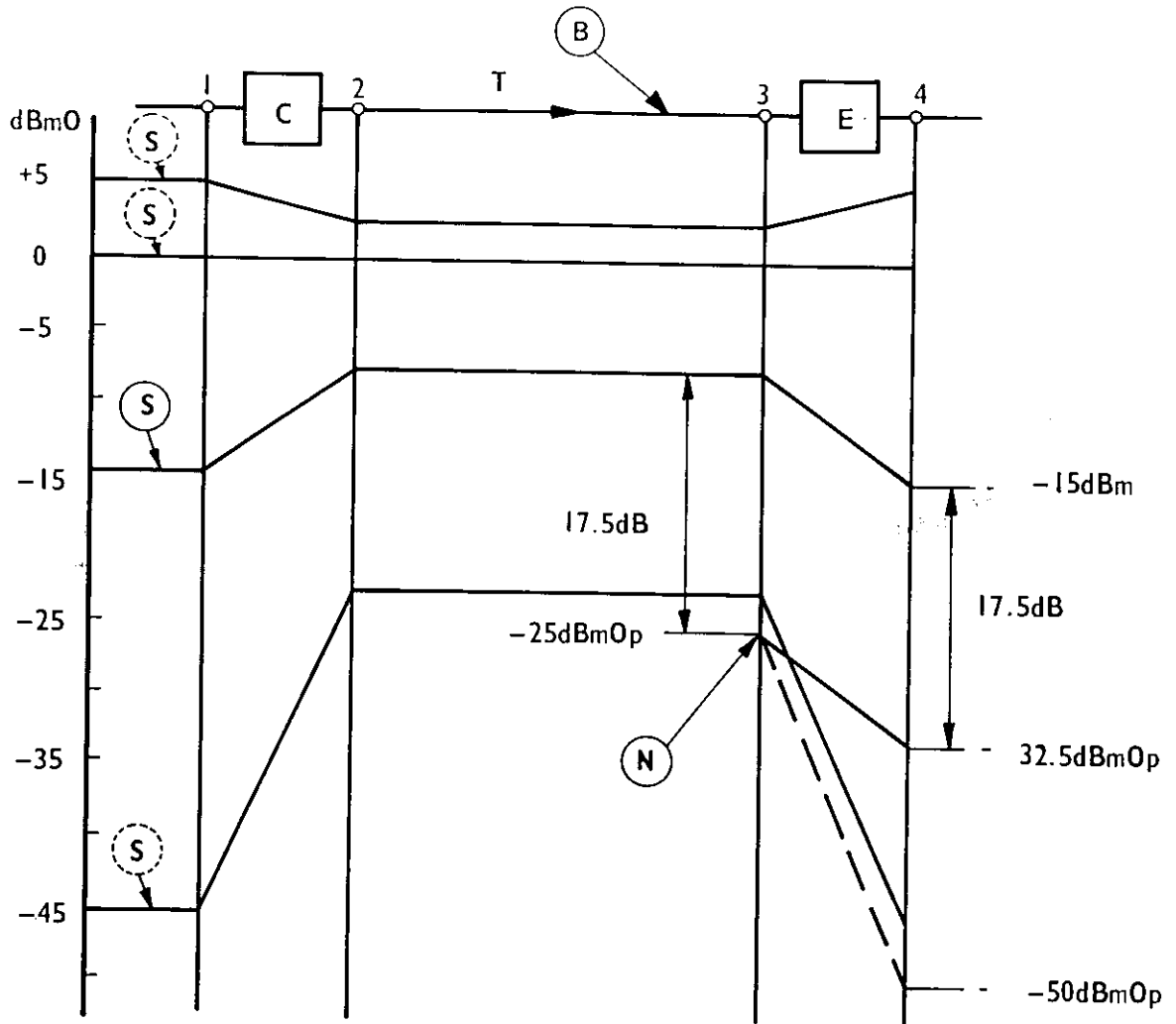


FIGURE 41

Voir paragraphe 4.4.2 - See Section 4.4.2

SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN EQUIPEMENT C.P.L. B.L.U. CLASSIQUE
TYPICAL BLOCK DIAGRAM OF AN SSB PLC TERMINAL



- 1. Entrée du compresseur (émission)
- 2. Extrémité émission de la liaison
- 3. Extrémité réception de la liaison
- 4. Entrée de l'expandeur (réception)

(S) signal
(B) bruit

- 1. Compressor input (transmit)
- 2. Transmit line end
- 3. Receive line end
- 4. Expander output (receive)

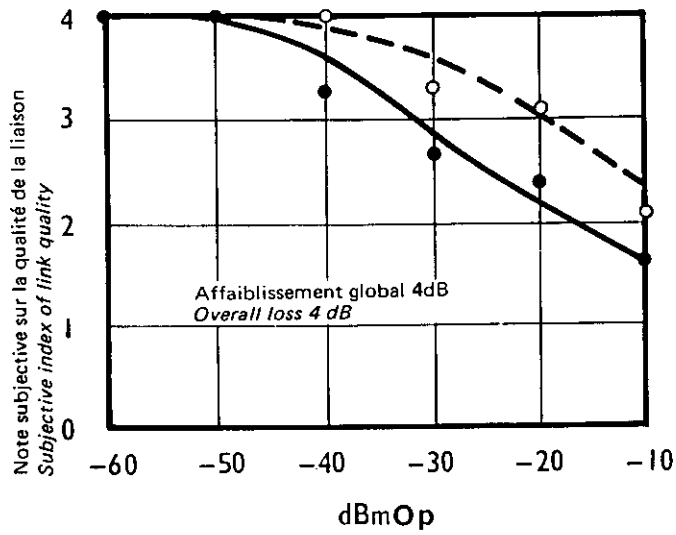
(S) signal
(N) line noise

FIGURE 42

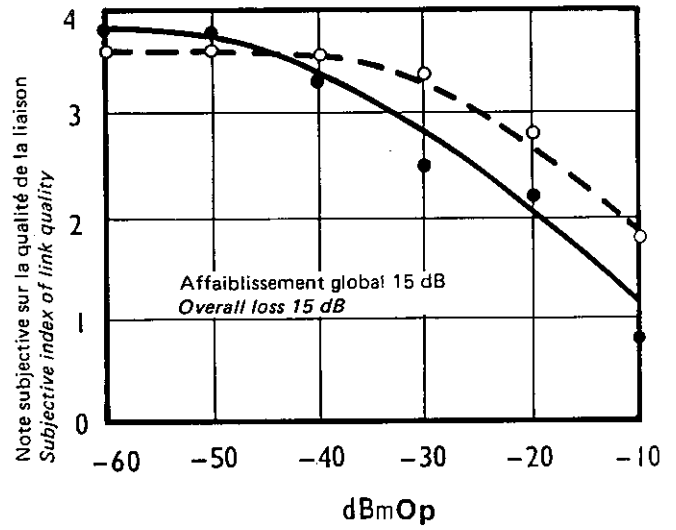
Voir paragraphe 4.4.3.1 – See Section 4.4.3.1

DISPOSITION SCHEMATIQUE D'UNE LIAISON D'EQUIVALENT NUL T AVEC COMPRESSEUR C ET EXPANSEUR E ; DIAGRAMME DES NIVEAUX ASSOCIES

PRINCIPAL ARRANGEMENT OF A ZERO-LOSS CIRCUIT T FITTED WITH A COMPRESSOR C AND AN EXPANDOR E AND ASSOCIATED LEVEL DIAGRAM



Niveau de bruit blanc pondéré
Weighted white noise level



Niveau de bruit blanc pondéré
Weighted white noise level

Note subjective sur la qualité
de la liaison
Subjective index of
link quality
0
1
2
3
4

Classement de la liaison
Assessment of circuit
Très mauvaise/Very bad
Mauvaise/Bad
Moyenne/Medium
Bonne/Good
Excellente/Very good

--- Avec compresseur-expandeur
With compandor
— Sans compresseur-expandeur
Without compandor

FIGURE 43

Voir paragraphe 4.4.3.2 — See Section 4.4.3.2

EXEMPLE DE NOTATION SUBJECTIVE DE LA QUALITE D'UNE LIAISON
TYPICAL EXAMPLE OF SUBJECTIVE INDEX OF CIRCUIT QUALITY

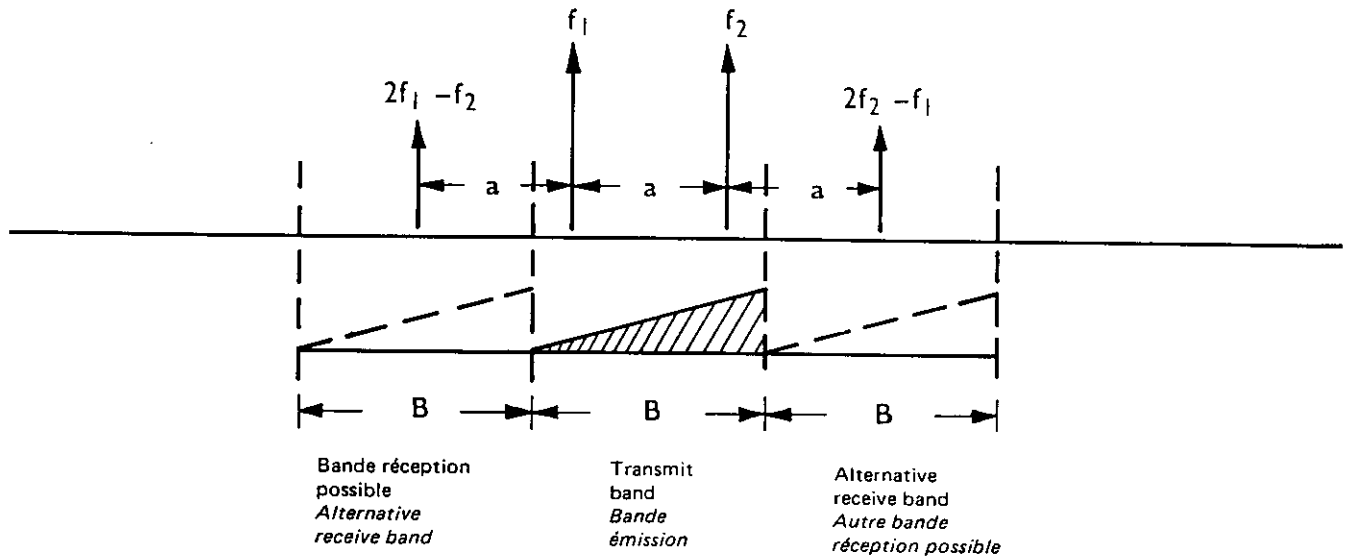


FIGURE 44

Voir paragraphe 4.4.8 – See Section 4.4.8

EFFET DES PRODUITS D'INTERMODULATION D'ORDRE 3
 EFFECT OF THIRD ORDER INTERMODULATION PRODUCTS

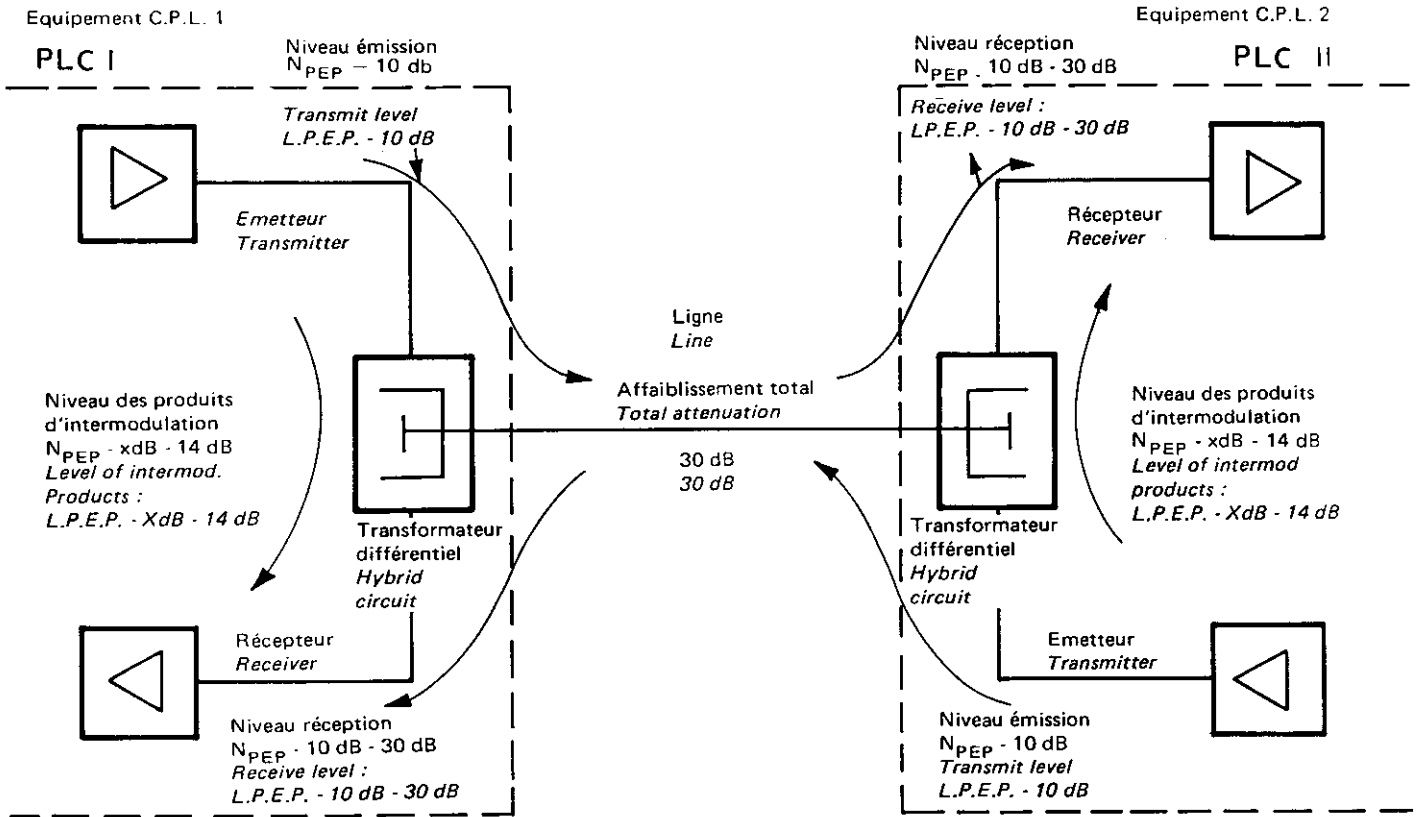


FIGURE 45

Voir paragraphe 4.4.8.1 – See Section 4.4.8.1

SCHEMA SIMPLIFIE MONTRANT LE CHEMINEMENT DE L'INTERMODULATION
 DANS LE CAS D'UTILISATION DE TRANSFORMATEURS DIFFERENTIELS
 SIMPLIFIED DIAGRAM SHOWING INTERMODULATION PATHS WHERE HYBRIDS ARE USED

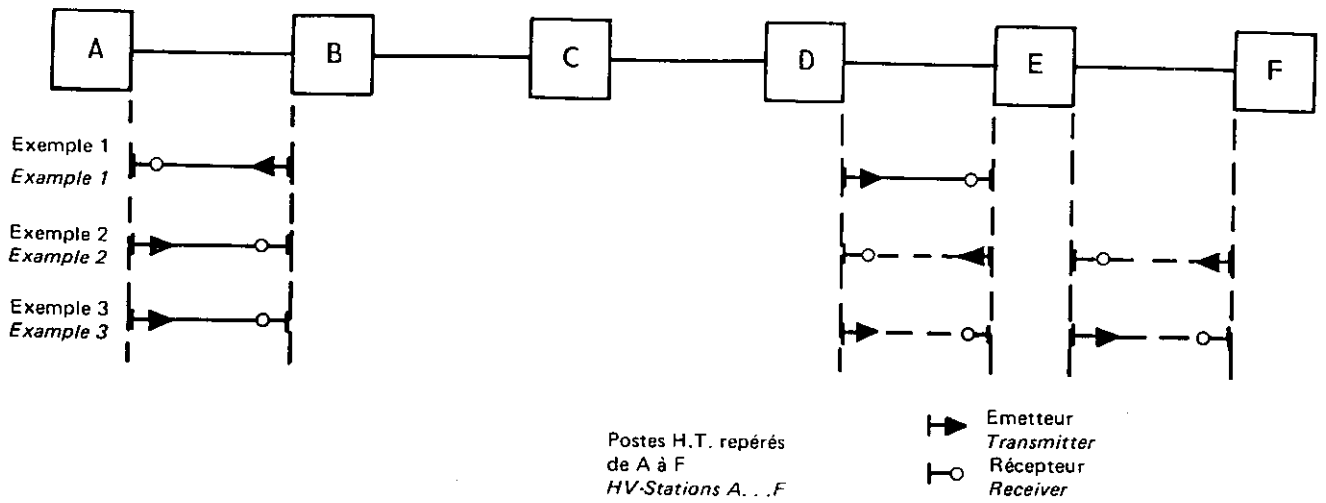


FIGURE 46

Voir paragraphe 4.5.2 – See Section 4.5.2

SCHEMA MONTRANT LA RE-UTILISATION DES MEMES FREQUENCES
DIAGRAM ILLUSTRATING RE-USE OF THE SAME FREQUENCY

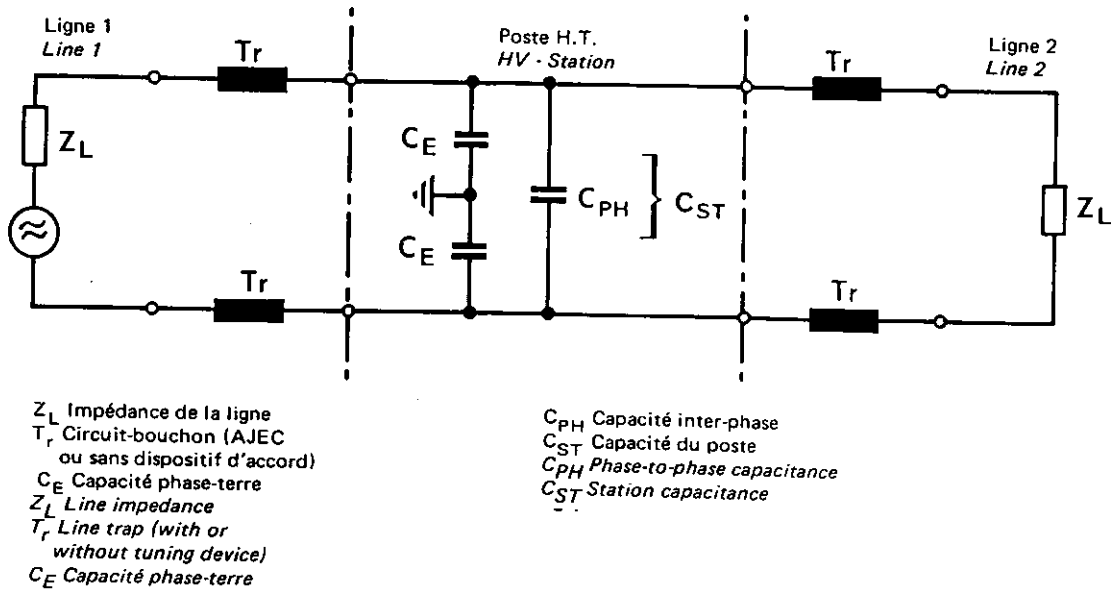


FIGURE 47

Voir paragraphe 4.5.2 – See Section 4.5.2

SCHEMA EQUIVALENT SIMPLIFIE D'UN POSTE H.T. AVEC DEUX LIGNES ET COUPLAGE INTER-PHASE
SIMPLIFIED EQUIVALENT CIRCUIT OF AN H.V. STATION WITH TWO LINES AND PHASE-PHASE COUPLING

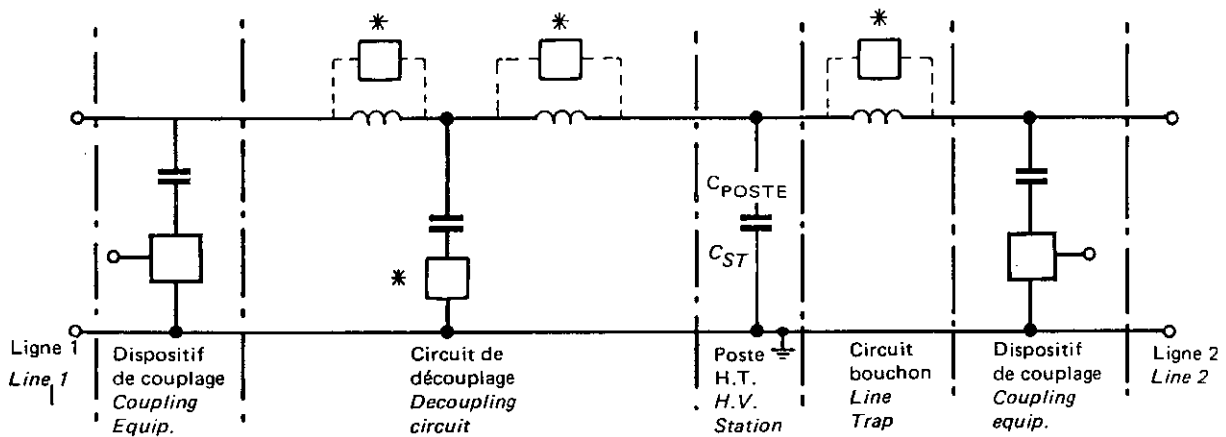


FIGURE 48

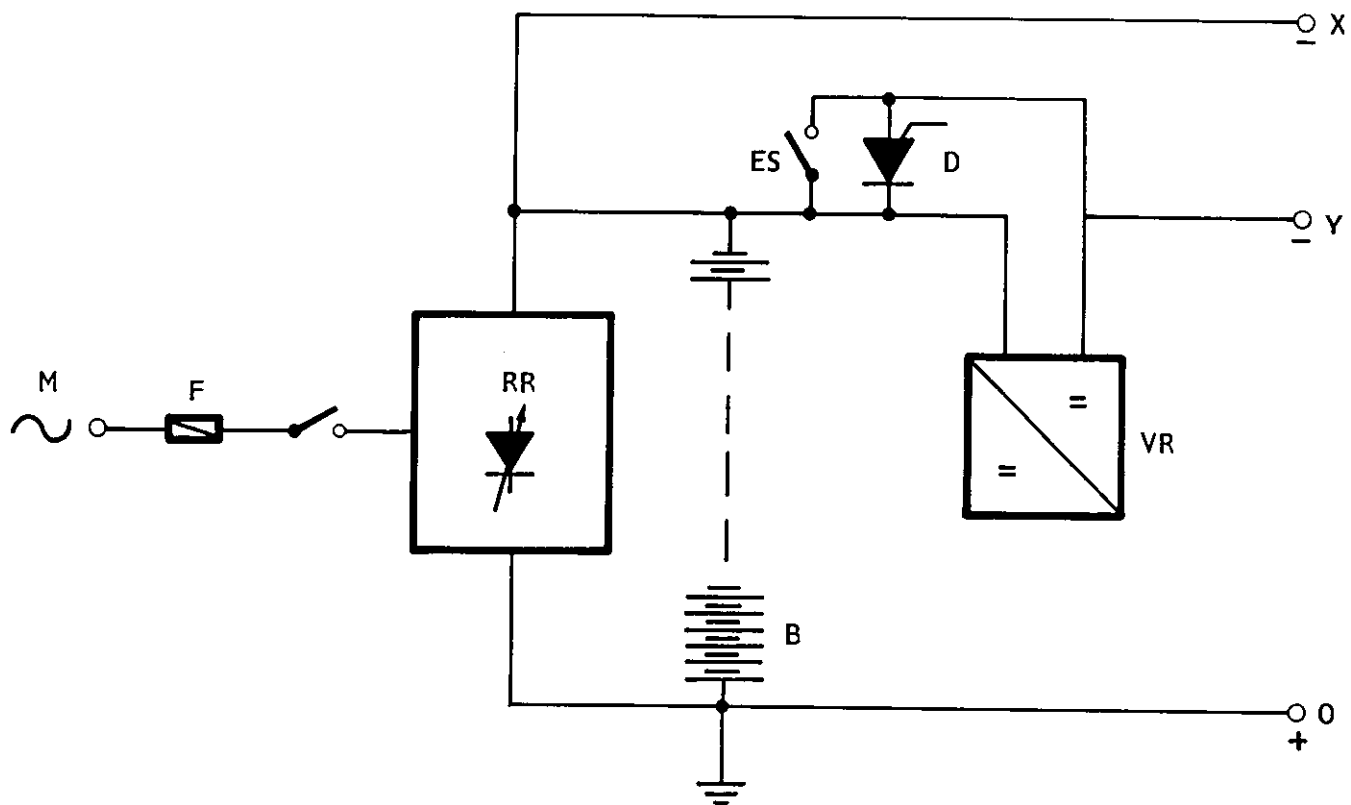
Voir paragraphe 4.5.2 – See Section 4.5.2

CIRCUIT DE DECOUPLAGE POUR RESEAU C.P.L. – UNE SEULE PHASE EST REPRESENTEE
 POUR LA CLARTE DU DESSIN

PLC NETWORK DECOUPLING CIRCUIT – ONLY ONE POLE IS ILLUSTRATED FOR SIMPLICITY

* Elements d'accord facultatifs pour l'amélioration des performances de blocage dans la bande de fréquence choisie

* Optional additional tuning elements to enhance the blocking performance in the desired frequency range



B = Batterie-Tampon
 M = Source d'énergie
 F = Fusible
 RR = Redresseur régulé
 ES = Contact d'urgence
 VR = Régulateur de tension
 D = Diode
 OX = Tension grossièrement
 réglée
 OY = Tension finement
 réglée

B = Storage battery
 M = Main power supply
 F = Protection fuse
 RR = Regulated rectifier
 ES = Emergency switch
 VR = Voltage regulator
 D = Diode
 OX = Coarse regulated voltage
 OY = Fine regulated
 voltage

FIGURE 49

Voir paragraphe 4.6.1 – See Section 4.6.1

SCHEMA SYNOPTIQUE D'UNE ALIMENTATION POUR SYSTEMES C.P.L. ET AUTOCOMMUTATEURS
 BLOCK DIAGRAM FOR A POWER SUPPLY FEEDING PLC SYSTEMS AND LOCAL TELEPHONE EXCHANGES

It is thus essential to know whether carrier communication is practicable under these conditions.

The questions are: How much is the signal attenuated under fault conditions and is the strength of the attenuated signal enough to operate effectively the receiver?

When a fault occurs on a conductor, its arc constitutes a wideband source of high-frequency noise. Immediately after initiation, the arc may have a high impedance and thus generate powerful noise. As the arc becomes established and a heavy current flows, the arc impedance falls and with it the generated noise level. The initial period of arcing during which the noise is at a high level is of very short duration (1 or 2 ms), and does not interfere with the transmission of protection signals which will normally commence only after a period of some 10 to 15 ms, depending on the operating times of the associated initiating relays. However, the fully ionized arc with its low impedance (0.1 to 10 Ω) has, provided it involves either the coupled phase or phases, the effect of increasing the carrier channel attenuation by bridging the circuit, thereby reducing the received signal. It might be supposed that the signal would be short-circuited and that nothing would appear at the receiver beyond the fault. This is not the case where only one or two phases are concerned. The signal is attenuated but the coupling between the phases is sufficient to allow a portion of the signal to pass to the receiver. How much gets through depends on the type of fault, and its distance from the carrier transmitter and receiver.

Information on the effect of line faults on carrier signal propagation using field tests as a basis is given by Kuhn 1948, 1950 and 1952 and by Jones 1960.

When treating the problem mathematically, the effects of line faults are best explained by using the theory of modal propagation. An excellent treatment of this subject is given by Senn (Senn 1976). The method already used for the investigation of transpositions is expanded to also include line faults.

The following is a brief outline of the approach used:

Line faults may be assumed to be temporary inhomogeneities acting as a mode converter and introducing reflections. Standing wave effects are only appreciable for faults located close to the terminals. It is the conversion effect which mainly influences the additional attenuation i.e. which favours modal interaction and therefore the occurrence of modal cancellation.

The conversion mechanism is demonstrated in Fig. 11. An earth fault on the centre phase is assumed, the line having a horizontal configuration resulting in a distribution of the mode voltages and currents almost equal to that of Clarke. Further, it is assumed that the line is of considerable length and that the fault is located at its centre, so that the incident wave at the fault is a pure mode 1 signal.

Owing to the short-circuit on the centre phase, the signal component on this phase becomes zero at the fault location. The signal remaining beyond the fault is no longer a pure

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

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