

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Power line communication systems for power utility applications –
Part 1: Planning of analogue and digital power line carrier systems operating
over EHV/HV/MV electricity grids**

**Systèmes de communication sur lignes d'énergie pour les applications des
compagnies d'électricité –
Partie 1: Conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie
analogiques et numériques fonctionnant sur des réseaux d'électricité
EHT/HT/MT**





THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2012 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, no part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester.

If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de la CEI ou du Comité national de la CEI du pays du demandeur.

Si vous avez des questions sur le copyright de la CEI ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de la CEI de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembé
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel.: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigenda or an amendment might have been published.

Useful links:

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

The advanced search enables you to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...).

It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available on-line and also once a month by email.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing more than 30 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) on-line.

Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: csc@iec.ch.

A propos de la CEI

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Liens utiles:

Recherche de publications CEI - www.iec.ch/searchpub

La recherche avancée vous permet de trouver des publications CEI en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...).

Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

Just Published CEI - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications de la CEI. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne au monde de termes électroniques et électriques. Il contient plus de 30 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans les langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (VEI) en ligne.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: csc@iec.ch.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Power line communication systems for power utility applications –
Part 1: Planning of analogue and digital power line carrier systems operating
over EHV/HV/MV electricity grids**

**Systèmes de communication sur lignes d'énergie pour les applications des
compagnies d'électricité –
Partie 1: Conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie
analogiques et numériques fonctionnant sur des réseaux d'électricité
EHT/HT/MT**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX

XF

ICS 33.200

ISBN 978-2-83220-517-4

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

CONTENTS

FOREWORD.....	7
INTRODUCTION.....	9
1 Scope.....	11
2 Terms, definitions and abbreviations	11
2.1 Terms and definitions	11
2.2 Abbreviations	19
3 Power line communication systems	21
3.1 Introduction to PLC	21
3.2 PLC usage	21
3.3 PLC telecommunication system.....	22
3.4 Analogue and digital PLC systems (APLC & DPLC).....	23
3.4.1 APLC systems.....	23
3.4.2 DPLC systems.....	24
3.5 PLC modulation schemes	27
3.5.1 General	27
3.5.2 AM-SSB (Refer to Table 1)	27
3.5.3 QAM (Refer to Table 1)	27
3.5.4 OFDM (Refer to Table 1)	28
3.5.5 Other modulation schemes	28
3.5.6 Echo cancellation	30
4 Frequency bands for PLC systems	31
4.1 Introduction to the characteristics of PLC systems for EHV, HV and MV networks.....	31
4.2 Frequency bands for power line systems.....	33
4.3 Channel plans	35
4.3.1 General	35
4.3.2 EHV/HV/MV narrowband PLC channel plan	35
4.3.3 MV/LV narrowband DLC channel plan.....	35
4.4 High frequency spectral characteristics	36
4.5 Regulation and emission limits for PLC	36
4.5.1 Extra high voltage, high voltage for narrowband systems.....	36
4.5.2 Medium voltage and low voltage narrowband systems.....	37
4.5.3 Medium voltage and low voltage broadband systems.....	37
4.6 Selection of the frequency bands for HV PLC systems	37
4.6.1 General	37
4.6.2 Maximum power of PLC signal.....	37
4.6.3 Channelling	38
4.6.4 Frequency allocation	38
4.6.5 Paralleling	39
5 Media for DPLC and APLC systems.....	39
5.1 General	39
5.2 The electricity grid.....	39
5.3 Extra and high voltage electricity power lines	40
5.4 Medium voltage electricity power lines.....	40
5.5 Electricity power lines as transmission media	41
5.5.1 Coupling system	41
5.5.2 Coupling configuration for overhead cables EHV/HV/MV	48

5.5.3	Connecting cable	50
5.6	Transmission parameters of electricity power line channel	51
5.6.1	General	51
5.6.2	Characteristic impedance of power line	51
5.6.3	Overall link attenuation	54
5.6.4	Channel frequency and impulsive response	62
5.6.5	Noise and interference	64
6	Planning DPLC and APLC links and networks	71
6.1	General	71
6.2	APLC link budget	72
6.3	DPLC link budget	76
6.4	Frequency plan	81
6.4.1	General	81
6.4.2	Links over the same HV line between two substations	81
6.4.3	Global frequency planning	82
6.4.4	Other considerations	82
6.5	Network planning	83
6.5.1	General	83
6.5.2	Redundancy	83
6.5.3	Integration with other transmission technologies	83
6.6	Introduction to Internet numbering	84
6.6.1	Internet protocol numbering	84
6.6.2	IP addresses	84
6.6.3	Private IP addresses	86
6.6.4	Subnetting	86
6.7	Security	89
6.8	Management system	89
7	Performance of PLC systems	89
7.1	System performance	89
7.2	APLC link layer performance	90
7.3	DPLC link layer performance	92
7.4	Bit error ratio (BER)	93
7.5	Transmission capacity	93
7.6	Slip	94
7.7	Phase jitter	94
7.8	Sync loss and recovery time	95
7.9	Link latency	95
7.10	IETF-RFC2544 Ethernet performance parameters	95
7.11	Bit error testing setup	96
7.12	Serial synchronous interface	96
7.13	Ethernet interface	96
7.14	Overall quality link performance	97
8	Applications carried over PLC systems	99
8.1	General	99
8.2	Telephony	99
8.3	Speech quality	100
8.3.1	General	100
8.3.2	Measuring intelligibility (clarity)	101
8.4	Analogue telephony	101

8.5	Digital telephony	101
8.6	VoIP applications	102
8.7	Data transmission.....	102
8.8	Internetworking.....	102
8.9	Telecontrol	102
8.9.1	IEC 60870-5-101 SCADA-RTU communication	102
8.9.2	IEC 60870-5-104 SCADA-RTU communication	102
8.9.3	Teleprotection	102
8.9.4	Teleprotection signal	103
Annex A (informative)	Environmental conditions	104
Annex B (informative)	Electromagnetic compatibility (EMC)	105
Annex C (informative)	HF modulated power signal	107
Annex D (informative)	Bandwidth efficiency	115
Annex E (informative)	Noise measurements.....	119
Bibliography.....		121
Figure 1 – Smart grid vision		21
Figure 2 – Smart grid players.....		22
Figure 3 – Complex PLC telecommunication system		22
Figure 4 – PLC telecommunication link		23
Figure 5 – Typical structure of an APLC terminal equipment		24
Figure 6 – Typical structure of a DPLC terminal equipment		25
Figure 7 – APLC/DPLC terminal equipment structure		26
Figure 8 – APLC/DPLC link carrying telecontrol, teleprotection and telephony services		26
Figure 9 – Signal space for a 16-QAM constellation		27
Figure 10 – Echo cancellation method for a DPLC link		31
Figure 11 – APLC narrowband channel plan		35
Figure 12 – DLC narrowband channel plans Europe vs. North America		36
Figure 13 – Minimum frequency gap		38
Figure 14 – PLC communication system		39
Figure 15 – Capacitive coupling system		41
Figure 16 – PLC link exploiting inductive coupling system.....		42
Figure 17 – Principle of inductive coupling system		42
Figure 18 – EHV/HV typical coupling capacitor (CVT)		43
Figure 19 – EHV/HV typical capacitive coupling system (single phase to earth)		43
Figure 20 – MV capacitive coupling system.....		44
Figure 21 – MV coupling inductor.....		44
Figure 22 – Line trap electrical scheme.....		45
Figure 23 – HV line trap		45
Figure 24 – Line trap impedance versus frequency		45
Figure 25 – Blocking impedance characteristic of a narrowband line trap.....		46
Figure 26 – Blocking impedance characteristic of a double band line trap		46
Figure 27 – Blocking impedance characteristic of a broadband line trap.....		46
Figure 28 – LMU components and electric scheme		47

Figure 29 – LMU characteristics with a coupling capacitor of 4 000 pF.....	47
Figure 30 – Phase-to-earth coupling	48
Figure 31 – Phase-to-phase coupling	49
Figure 32 – GMR of conductor bundles	53
Figure 33 – Terminating network for a three-phase line.....	53
Figure 34 – Optimum coupling arrangements and modal conversion loss a_c	57
Figure 35 – Optimum phase to earth and phase to phase coupling arrangements	58
Figure 36 – Junctions of overhead lines with power cables	60
Figure 37 – EHV $H(f)$ and $h(t)$ typical channel response	63
Figure 38 – MV $H(f)$ and $h(t)$ typical channel response.....	63
Figure 39 – Attenuation versus frequency of a real HV power line channel.....	64
Figure 40 – Background noise	65
Figure 41 – Background noise over frequency	66
Figure 42 – Variations of the background noise spectrum over time	67
Figure 43 – Isolated pulse.....	67
Figure 44 – Transient pulse	68
Figure 45 – Periodic pulses.....	68
Figure 46 – Burst pulses	69
Figure 47 – APLC equipment architecture	72
Figure 48 – Example for a signal arrangement in two baseband channels.....	73
Figure 49 – DPLC equipment architecture.....	76
Figure 50 – Example for a DPLC channel arrangement.....	78
Figure 51 – Typical DPLC bandwidth efficiency for a BER of 10^{-6}	79
Figure 52 – HV line voltage ranges	80
Figure 53 – Example for DPLC system with automatic data rate adaptation	81
Figure 54 – Example of subnetting	87
Figure 55 – ISO/OSI reference model	90
Figure 56 – Limits for overall loss of the circuit relative to that at 1 020 Hz (ITU-T M.1020)	92
Figure 57 – Limits for group delay relative to the minimum measured group delay in the 500 Hz – 2 800 Hz band (ITU-T M.1020).....	92
Figure 58 – Some theoretical BER curves	93
Figure 59 – DPLC “C/SNR” characteristic in comparison to the Shannon limit efficiency for BER = 1E-4 and 1E-6 and Shannon limit.....	94
Figure 60 – Ethernet standard structure of frame format	97
Figure 61 – Example of unavailability determination (ITU-T G.826)	98
Figure 62 – Example of the unavailable state of a bidirectional path (ITU-T G.826).....	98
Figure 63 – Quality performance estimation based on ITU-T G.821 and G.826	99
Figure 64 – Relationship between clarity, delay, and echo with regards to speech quality.....	100
Figure C.1 – Power concepts	107
Figure C.2 – Single tone	109
Figure C.3 – Two tones.....	110
Figure C.4 – Example of noise equivalent bands for different services	111

Figure C.5 – Noise equivalent band for different services.....	112
Figure D.1 – 8-PAM signal constellation.....	115
Figure D.2 – SNR gap of DPLC efficiency to Shannon limit	117
Figure D.3 – DPLC efficiency for BER = 10^{-4} and 10^{-6} and Shannon limit	118
Table 1 – Characteristics of DPLC modulation schemes	29
Table 2 – QAM and OFDM DPLC modulation scheme characteristics	29
Table 3 – Early power communications techniques and frequencies	33
Table 4 – Parameters of power communications systems	34
Table 5 – Frequency bands in power line communication systems	34
Table 6 – HF spectrum allocated for PLC systems	35
Table 7 – HF spectrum allocation for narrowband PLC.....	36
Table 8 – Range of characteristic impedances for PLC circuits on EHV/HV overhead lines.....	54
Table 9 – Additional loss α_{add} [dB] for various line configurations and optimum coupling arrangements.....	59
Table 10 – Typical power of corona noise power levels, referring to a 4 kHz bandwidth for various EHV/HV system voltages	66
Table 11 – Typical average impulse-type noise levels, measured at the HF-cable side of the coupling across 150 Ω in a bandwidth of 4 kHz	70
Table 12 – Signal parameters	74
Table 13 – Link budget	74
Table 14 – Signal and allowed noise levels at the receiver input	75
Table 15 – Typical corona noise levels for AC overhead lines	75
Table 16 – Possible solutions for the example of Figure 50.....	78
Table 17 – IP address definitions	85
Table 18 – Quality mask objectives (sample)	99
Table B.1 – Permitted conducted emissions on the mains port of class A equipment	105
Table B.2 – Permitted conducted emissions on the mains port of class B equipment	106

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**POWER LINE COMMUNICATION SYSTEMS
FOR POWER UTILITY APPLICATIONS –**
**Part 1: Planning of analogue and digital power line carrier
systems operating over EHV/HV/MV electricity grids**
FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

This International Standard has been prepared by IEC technical committee 57: Power systems management and associated information exchange.

This first edition of IEC 62488-1 cancels and replaces the relevant parts of IEC 60663 and IEC 60495, which will be withdrawn at a later date.

The text of this standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
57/1279/FDIS	57/1298/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

A list of all parts of IEC 62488 series, under the general title *Power line communication systems for power utility applications*, can be found on the IEC website.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

INTRODUCTION

The complexity and extensive size of present-day electricity generation, transmission and distribution systems are such that it is possible to control them only by means of an associated and often equally large and complex telecommunication system having a high order of reliability.

The control of electrical networks and transmission and reception of data are through a combination of analogue and digital communication systems controlling devices and systems distributed throughout the electrical network.

The emergence of digital communication systems for controlling the devices of the electrical distribution network enables faster data transmission. The ability to represent the various electrical parameters as an analogue signal and or digital signal ensures the quality and quantitative aspects of seamless communication to be maintained throughout the electrical power network.

Therefore, by using either analogue power line communication (APLC) or digital power line communication (DPLC) or a combination of both types of system, seamless efficient communication may be maintained throughout the power network.

The development of digital techniques for communications in the electrical distribution networks is now very widespread along with other applications in electronics. This is especially relevant for the electrical distribution network where many of the devices have built into them analogue to digital converters, together with digital signal processing enabling them to perform many functions and offer fast seamless communication. The conversion of the analogue signal into a binary signal requires the binary digits to be formed into a code for the transmission of the information. These codes take different forms to represent the information to be transmitted. However, the main advantage for this is that digital signals compared with analogue signals provide for virtually error free transmission and the minimum errors that do arise may be detected and corrected by using suitable data encoding techniques. Further, digital transmission circuits generally are compatible with the digital devices in the communications circuit. The most commonly used multiplex systems are frequency division multiplex (FDM) and time division multiplex (TDM).

The development of the technical report “Planning of power line carrier systems” was first produced by the International Electrotechnical Commission through publication IEC 60663 in 1980 entitled Planning of (single sideband) power line carrier systems. In 1993, the International Electrotechnical Commission produced IEC 60495 “Single sideband power-line carrier terminals”. In the intervening years, electronic systems and the associated communications systems for electronic devices evolved and developed considerably. The introduction of digital transmission and reception techniques improved the quality of transmission and reception within electronic devices, enabling them to provide more detailed quality analysis and control of the data being communicated throughout the electricity distribution network, from control centre to service provider.

Both of these standards, IEC 60663 and IEC 60495, are being updated and replaced by the following: IEC 60663 is replaced by IEC 62488-1 and IEC 60495 is replaced by IEC 62488-2, IEC 62488-3, IEC 62488-4, covering respectively analogue, digital power line carrier and broadband power line terminals.

The first part of this series is IEC 62488-1. Following this standard, parts IEC 62488-2, IEC 62488-3, IEC 62488-4 will follow. During the development of the above mentioned standards, the existing standards IEC 60663 and IEC 60495 will be maintained in use. They will be subsequently phased out at a date to be agreed by the International Electrotechnical Commission in conjunction with IEC technical committee 57.

These international standards apply to power line carrier (PLC) terminals used to transmit information over power networks including extra high, high and medium voltage (EHV/HV/MV) power lines. Both analogue and digital modulation systems will be included.

IEC 62488 series consists of the following parts under the general title: Power line communication systems for power utility applications:

- Part 1: Planning of analogue and digital power line carrier systems operating over EHV/HV/MV electricity grids;
- Part 2: Analogue power line terminals or APLC;
- Part 3: Digital power line carrier terminals or DPLC;
- Part 4: Broadband power line systems or BPL.

POWER LINE COMMUNICATION SYSTEMS FOR POWER UTILITY APPLICATIONS –

Part 1: Planning of analogue and digital power line carrier systems operating over EHV/HV/MV electricity grids

1 Scope

This part of IEC 62488 applies to the planning of analogue and digital power line carrier systems operating over EHV/HV/MV electricity grids. The object of this standard is to establish the planning of the services and performance parameters for the operational requirements to transmit and receive data efficiently over Power Networks.

The transmission media used by the different electricity supply industries will include analogue and digital systems together with more common communication services including national telecommunications authorities, radio links and fibre optic networks and satellite networks. With the developments in communication infrastructures over the last two decades and the ability of devices connected in the electricity communications network to internally and externally communicate, there is a variety of architectures to use in the electricity distribution network to provide efficient seamless communications.

These series of standards for the planning of power line carrier systems will also be an integral part of the development of the overall architecture, standard IEC 61850 developed within IEC TC57 which provides the fundamental architecture for the formation of the smart grid.

2 Terms, definitions and abbreviations

2.1 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions apply.

NOTE Other terms used in this standard and not defined in this clause have the meaning attributed to them according to the International Electrotechnical Vocabulary (IEV).

2.1.1

amplitude modulation

AM

modulation technique in which information is transmitted through amplitude variation of a carrier wave

2.1.2

analogue interface

interface dedicated to the processing of voiceband analogue signals

2.1.3

anomaly

small discrepancy between the actually received and the desired data

Note 1 to entry: The occurrence of a single anomaly does not cause interruptions of the applications using the transmitted data.

2.1.4

attenuation

power reduction along a transmission line for the mode or modes under consideration, quantitatively expressed either by the ratio or the logarithm of the ratio of an input power at the initial point to the corresponding output power at the final point

2.1.5

availability

time or fraction of time a system is operational over a given time interval

2.1.6

background noise

noise present over all real high voltage power-line channels due mainly to corona and, partial discharges and electromagnetic interference with other PLC equipments operated over the same electricity grid and other interferences due to radio stations working in the same radio frequency spectrum

2.1.7

bit error ratio

BER

ratio of the number of bits errors received divided by the total number of bits sent

2.1.8

bit error ratio test

BERT

set of instruments and measurement methodology to be adopted to evaluate the BER of a transmission system

2.1.9

broadband over power line

BPL

technology that allows data to be transmitted over utility power lines using bandwidths of several MHz

Note 1 to entry: These systems typically run over a frequency spectrum in a range from 1 MHz to 30 MHz allowing the transmission of broadband communications. These systems can be found on all the range of power lines from LV to MV. The BPL systems are means to deliver broadband communications to homes and business facilities. Among the BPL systems, we can distinguish the systems used outside the homes or offices (to-the-home-internet access also called access BPL or smart-grid applications operated by the electricity companies) and the "in-home" or "in-house" applications used for home networking (Generally using an Ethernet network technology) and automation. These applications are generally called Home Plug applications.

2.1.10

carrier-frequency range

bandwidth available for a specific power line carrier communication technology

Note 1 to entry: In Europe, the typical carrier-frequency range for narrowband HV PLC is 3 kHz to 148,5 kHz or for broadband PLC is 1,6 MHz to 30 MHz. For the USA IEEE PLC standard the frequency range is 45 kHz to 450 kHz. Parts of the range may be barred by national regulations.

2.1.11

channelling

elementary subdivision of the carrier frequency range or part thereof allocated to a single PLC transmits and receive channel (bidirectional)

2.1.12

code division multiple access

CDMA

multiple access technique in which a number of transmitters modulate their data on pseudo random signals which are orthogonal to each other, which prevents the demodulators from seeing signals other than their own

2.1.13**coloured noise**

non-white noise or any wideband noise whose spectrum has a non-flat shape

Note 1 to entry: Also called non-white noise; examples are pink noise, brown noise and autoregressive noise.

2.1.14**corona noise**

noise caused by partial discharges on insulators and in air surrounding electrical conductors of overhead power lines

Note 1 to entry: Discharges occur on the three different phase conductors at different times. The corona noise level is considerably dependent on weather conditions. The effect of the corona noise is particularly strong under foul weather conditions.

2.1.15**coupling capacitor**

capacitor used for the coupling of the carrier signal to the power line in a PLC system

2.1.16**coupling system**

group of devices used to couple the PLC high frequency signals to the power line

2.1.17**defect**

large discrepancy between the actually received and the desired data

Note 1 to entry: Defects cause interruptions of the applications using the transmitted data and are used as input for performance monitoring, the control of consequent actions, and the determination of fault causes. Examples are: loss of signal, sync loss, alarm indication signal, slip, loss of frame alignment.

2.1.18**distribution line carrier****DLC**

system for communication over the distribution power lines

Note 1 to entry: They DLC systems can be narrow band high speed communication systems on the medium voltage distribution network, or broadband/narrow band communication systems on the low voltage distribution network.

2.1.19**effectively transmitted signal-frequency band**

that part of the frequency band used for the transmission of the baseband signal

2.1.20**environment**

external conditions in which a system operates

Note 1 to entry: Different classes of constraints and limits for EMC/EMI are defined for environment classes such as industrial, commercial, domestic.

2.1.21**error free second****EFS**

a one second period without bit error

2.1.22**errored second****ES**

a one-second period in which one or more bits are in error

2.1.23

errored second ratio

ESR

ratio of errored seconds ES to total seconds in available time during a fixed measurement interval

2.1.24

Ethernet interface

interface dedicated to the processing of data signals in accordance with the recommendation IEEE 802.3 (2000)

2.1.25

forward error correction

technique used for correcting errors in data transmission over unreliable or noisy communication channels by encoding the message at the sender in a redundant way by using an error-correcting code so as to enable the receiver to correct a limited number of bit errors

2.1.26

frame check sequence

FCS

extra bits or characters added to a data frame for error detection

2.1.27

frame loss rate

the number of frames that never reached the destination divided by the number of frames transmitted successfully by the source

Note 1 to entry: It is usually expressed as a percentage.

2.1.28

frequency division multiplexing

FDM

multiplexing technique in which several transmitters are allotted separate frequency bands for transmission over a common channel

2.1.29

frequency shift keying modulation

FSK

a frequency modulation technique in which coded information is transmitted through discrete frequency changes of a carrier wave

2.1.30

gross data rate

number of bits per unit of time exchanged between the terminals of a PLC link

2.1.31

group delay

propagation time of a narrowband signal from input to output of a linear system

Note 1 to entry: Mathematically, group delay equals the negative derivative of the phase shift in radians between input and output of a linear system versus angular frequency.

2.1.32

impulsive noise

noise consisting of short-duration pulses of random amplitude and random duration

2.1.33**jitter**

short-term variations of the significant instants of a timing signal from their ideal positions in time (where short-term implies that these variations are of frequency greater than or equal to 10 Hz)

2.1.34**latency**

time from the source sending a packet into a packet switched network to the destination receiving it

Note 1 to entry: One-way latency is distinguished from round trip latency, which is the one-way latency from source to destination plus the one-way latency from the destination back to the source. Round-trip latency is more often quoted, because it can be measured from a single point. Note that round trip latency excludes the amount of time that a destination system spends processing the packet.

2.1.35**line matching unit****LMU**

unit which interfaces the EHV/HV side of power line with the PLC equipment

Note 1 to entry: It usually consists of a box mounted near the coupling capacitor. Its characteristics are normalized by IEC 60481.

2.1.36**line trap**

a device presenting high impedance at the carrier frequency band while introducing negligible impedance at the power frequency

Note 1 to entry: The high impedance limits the power of the carrier signal within the power system. Line traps are connected in series with transmission lines. In most cases the Line trap is mounted directly on top of the coupling capacitor. Its characteristics are normalized by IEC 60353.

2.1.37**modulation scheme**

technique used to convert a baseband signal into a high frequency carrier signal suitable for transmission over power line

Note 1 to entry: Examples are: AM-SSB, Spread Spectrum, QAM, OFDM.

2.1.38**multiplexing techniques**

method by which multiple analog message signals or digital data streams are combined into one signal over a shared medium

2.1.39**narrowband noise**

noise process with a narrow bandwidth such as a 50/60 Hz 'hum' from the electricity supply

2.1.40**nominal high frequency band**

frequency band in which a particular PLC transmitter or receiver is operating within the carrier-frequency range

2.1.41**nominal impedance**

value of impedance for which an input or output circuit has been designed and for which the prescribed requirements apply

2.1.42

operating conditions

set of conditions (e.g., voltage, temperature, humidity, and the like) over which the specified parameters maintain their stated performance rating

2.1.43

orthogonal frequency division multiplexing

OFDM

modulation scheme that distributes the data over a large number of sub-carriers with frequencies such that the sub-carriers are orthogonal, which prevents the demodulators from seeing sub-carriers other than their own

Note 1 to entry: Each sub-carrier is modulated with a conventional modulation scheme (such as QAM or PSK) at a low symbol rate, maintaining total data rates similar to conventional single-carrier modulation schemes in the same bandwidth.

2.1.44

peak envelope power

PEP

average power of a carrier signal present during one cycle of the carrier-frequency at the highest crest of the modulation

Note 1 to entry: It is recommended that in order to determine the peak envelope power, the transmitter should be modulated by two sinusoidal voice-frequency signals of equal amplitude, located within the effectively transmitted frequency band. The transmitter is terminated by a resistive load equal to its nominal impedance and the limiter is not in operation. The amplitude of the modulation signals must be chosen as to satisfy the requirements for spurious emissions. The peak envelope power is then considered to be four times the power of one of these signals, selectively measured (CCIR Recommendation 326-1, point 3.1.3.1).

2.1.45

peak to average power ratio

PAPR

peak power of a signal divided by its average power

2.1.46

phase shift keying

PSK

modulation scheme that conveys data by changing, or modulating, the phase carrier signal

2.1.47

PLC mean output power

output power of a PLC terminal averaged over a time sufficiently long compared with the cycle time of the lowest modulating frequency and during which this average power assumes the highest value for which the equipment has been designed

2.1.48

PLC nominal output power

output power of a PLC terminal expressed as the peak envelope power (PEP) for which the equipment has been designed, compatible with the requirements for spurious emissions, available at the carrier frequency output across a resistive load equal to the nominal impedance

2.1.49

PLC terminal equipment

equipment able to manage a telecommunication link over a high voltage power line, mainly used to reliably transmit speech, data and power system protection signals

2.1.50

power line

installation used to transfer electric energy from one point to another in an electric power system

2.1.51**quadrature amplitude modulation****QAM**

analog or digital modulation scheme conveying two analog message signals, or two digital bit streams, by changing (modulating) the amplitudes of two carrier waves with 90° phase difference, using the amplitude-shift keying (ASK) digital modulation scheme or amplitude modulation (AM) analog modulation scheme

2.1.52**quality objective**

specified level of quality that shall be met by a system to be deemed acceptable

Note 1 to entry: In speech communication, quality objectives can be subjective when listeners judge transmission quality by qualifiers such as excellent, good, fair, poor or unsatisfactory.

2.1.53**quality of service****QoS**

defined measure of performance in a data communications system

2.1.54**reliability**

degree of the ability of a system to consistently perform according to its specifications

2.1.55**return loss**

loss of signal power resulting from the reflection caused by impedance mismatch

Note 1 to entry: The return loss is usually expressed as a ratio in decibels (dB).

2.1.56**sensitivity level**

minimum power level of an HF signal to be applied at the receiver input in order to sustain the maximum specified data throughput affected by a predefined BER

Note 1 to entry: Example: sensitivity level = –60 dBm at 64 kb/s and BER=10^{–6}.

2.1.57**serial interface**

interface dedicated to the processing of serial type data signals

2.1.58**severely errored second****SES**

a one-second period which has a bit error ratio $\geq 10^{-3}$ or during which loss of signal (LOS) or alarm indication signal (AIS) is detected

2.1.59**severely errored second ratio****SESR**

ratio of severely errored seconds SES to total seconds in available time during a fixed measurement interval

2.1.60**single side band modulation****AM-SSB**

refinement of amplitude modulation that more efficiently uses electrical power and bandwidth

2.1.61

signal to noise ratio

SNR

ratio between the signal power and the noise power

2.1.62

smart grid

application of computer intelligence and networking abilities to the electricity delivery system so it monitors, protects and automatically optimizes the operation of its interconnected elements, from the central and distributed generator through the high-voltage network and distribution system, to industrial users and building automation systems, to energy storage installations and to end-use consumers and their thermostats, electric vehicles, appliances and other household devices

2.1.63

spurious emissions

emissions at one or more frequencies, which are located outside the nominal carrier-frequency band

Note 1 to entry: Spurious emissions comprise harmonics, parasitic signals and intermodulation products.

2.1.64

tapping loss

measure of the loss of power sustained by a carrier frequency signal when connected to the carrier output of a PLC equipment

2.1.65

telecommunication management network

TMN

architecture for management, including planning, provisioning, installation, maintenance, operation and administration of telecommunications equipment, networks and services

Note 1 to entry: TMN uses the OSI management standards as its framework and applies to all telecommunication technologies: wired, wireless as well as to private and public networks.

2.1.66

throughput

number of bits per unit of time available at the user data interface of a PLC link

2.1.67

time division multiple access

TDMA

multiple access technique using TDM

2.1.68

time division multiplexing

TDM

multiplexing technique in which several transmitters are allocated separate periodic time intervals for transmission over a common channel

2.1.69

transient noise

noise consisting of relatively long duration noise pulses

2.1.70

wander

long-term variations of the significant instants of a digital signal from their ideal position in time (where long-term implies that these variations are of frequency less than 10 Hz)

2.1.71**white noise**

purely random noise that has a flat power spectrum

Note 1 to entry: Band limited white noise refers to noise with a flat spectrum and a limited bandwidth.

2.2 Abbreviations

ADSL	asymmetrical digital subscriber line
AGC	automatic gain control
AIS	alarm indication signal
AM	amplitude modulation
APLC	analogue power line carrier
AWGN	additive white Gaussian noise
BER	bit error rate
BERT	bit error rate test
BPL	broadband over power line
CC	coupling capacitor
CDMA	code division multiple access
CENELEC	comité européen de normalisation électrotechnique
CF	carrier frequency
CISPR	comité international spécial des perturbations radioélectrotechniques
CSMA/CD	carrier sense multiple access with collision detection
CVT	capacitor voltage transformer
DLC	distribution line carrier
DPLC	digital power line carrier
E&M	ear and mouth (telephone signalling wires)
EFS	error free second
EHV	extra high voltage
EMC	electromagnetic compatibility
EMI	electromagnetic interference
EPS	electricity power system
ES	errored second
ESR	errored second ratio
ETH	Ethernet
ETSI	European telecommunications standards institute
FCS	frame check sequence
FDM	frequency division multiplexing
FIR	finite impulse response
FSK	frequency shift keying
FXO	foreign exchange office
FXS	foreign exchange subscriber
GMR	geometric mean radius
HF	high frequency
HTTP	hypertext transfer protocol
HV	high voltage

ICAO	international civil aviation organization
IEEE	institute of electrical and electronics engineers
IETF	internet engineering task force
IEV	International Electrotechnical Vocabulary
IP	internet protocol
ISO	international organisation for standardisation
ITU	international telecommunications union
LAN	local area network
LMS	least mean squares
LMU	line matching unit
LOS	loss of signal
LV	low voltage
MAC	media access control
MOS	mean opinion score
MV	medium voltage
NAT	network address translation
NIC	network information center
OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing
OPGW	optical ground wire
OSI	open system interconnection
OSPF	open shortest path first
PABX	private automatic branch exchange
PAM	pulse amplitude modulation
PAPR	peak to average power ratio
PEP	peak envelope power
PESQ	perceptual evaluation of speech quality
PLC	power line carrier
PLCS	power line communication system
PLT	power line telecommunications
PSK	phase shift keying
QAM	quadrature amplitude modulation
QoS	quality of service
QPSK	quadrature phase shift keying
REN	renewable energy
RIP	routing information protocol
RMS	root mean square
RTU	remote terminal unit
Rx	receive(r)
SCADA	supervisory control and data acquisition
SDA	synchronous digital hierarchy
SES	severely errored second
SESR	severely errored second ratio
SNMP	simple network management protocol

SNR	signal to noise ratio
SSB	single side band
TCP	transmission control protocol
TDM	time division multiplexing
TDMA	time division multiple access
Tx	transmit(ter)
UDP	user datagram protocol
VDSL	very-high-bit-rate digital subscriber line
VoIP	voice over IP
WAN	wide area network
Wi-Fi	Wireless Fidelity

3 Power line communication systems

3.1 Introduction to PLC

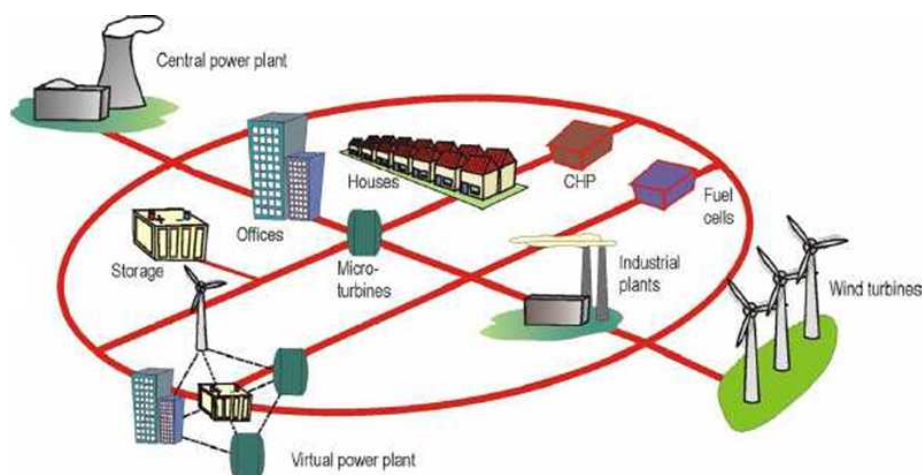
3.2 PLC usage

The electrical grids have been relatively steady from the middle of the 20th century until the 1980's when the digital processing techniques began to be of common use.

Since that time, the constant evolution in the telecom electronic and the need for more reliable power network have brought the PLC from single point to point link equipment used mainly for supporting teleprotection service and simple PABX interconnection to extend telephony service to modern networking equipment that can be used in service oriented telecom architectures.

The modern power line carrier system can be integrated into IP communication network interconnecting nodes at data link level as point to point links (on HV and EHV networks) or as part of the network itself (multipoint broadband applications on the MV and LV networks).

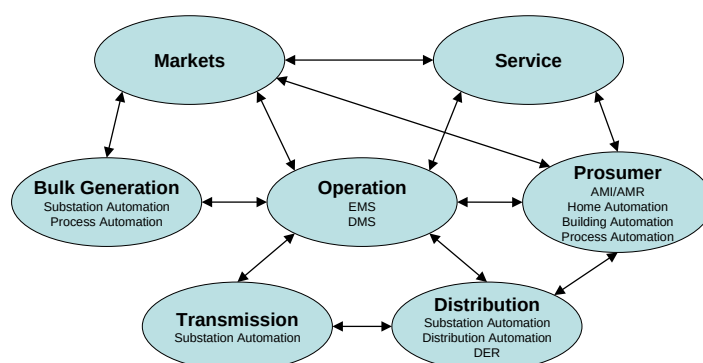
In addition, this new architecture provides solutions for management, control and monitoring of the equipment (SNMP capabilities mainly) that reduce the cost of commissioning and maintenance.



(Source: COM/2006/0105 final GREEN PAPER – A European Strategy for Sustainable, Competitive and Secure Energy)

Figure 1 – Smart grid vision

Current electricity grids are developing into smart grids, increasing the number of electricity business players' demand for an improvement in terms of communication resources. PLC will play a key role on this arena. An example of the smart grid is shown in Figure 1.



(Source: IEC SMB/SG3 SMART GRID Survey – 2009)

Figure 2 – Smart grid players

They are ubiquitous and represent a well proven technology since long time exploited in any segment of the electricity grids from EHV/HV/MV to LV providing for very successful applications. An example is shown in Figure 2.

3.3 PLC telecommunication system

A PLC telecommunication system consists of one or more PLC links together with other telecommunications such as SDH communications. They can form a network of PLC or part of it. An example is shown in Figure 3.

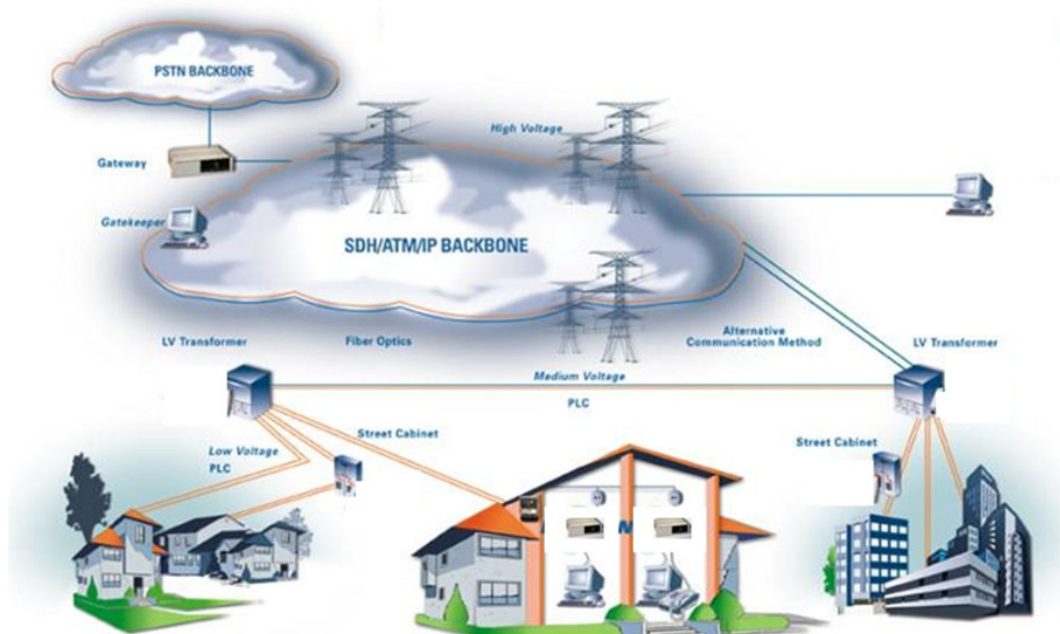


Figure 3 – Complex PLC telecommunication system

According to the definition each PLC telecommunication link consists of:

- two PLC terminals,
- two coupling systems,

- an electricity power line (EHV/HV/MV).

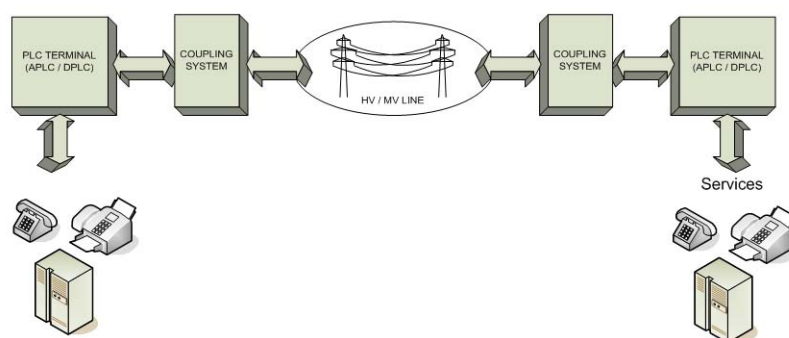


Figure 4 – PLC telecommunication link

Terminal equipments can be divided in two categories: Analogue PLC equipments and Digital PLC equipments respectively named APLC and DPLC systems. A general description of such equipments focusing on their main technical features is provided in the followings paragraphs. An example of this type of link is shown in Figure 4.

Detailed aspects concerning the power line transmission media and coupling systems are described in Clause 5.

Refer to Annex A regarding environmental conditions and Annex B regarding EMC for PLC equipment.

3.4 Analogue and digital PLC systems (APLC & DPLC)

3.4.1 APLC systems

APLC systems, as shown in Figure 5 have been in use from the 1930s and are commonly used by the electricity utilities for their communication (teleprotection, telephone and data, fax) mainly on the EHV and HV electricity transmission grid.

The modulation scheme generally used for these systems is the single sideband (SSB) amplitude modulation to carry one or several basic telephone channels in the carrier range from 20 kHz to 500 kHz (sometimes extended to 1 MHz).

When more than one service is required, the services are mixed using frequency-division multiplexing. The main limitation of APLC systems is the data rate which is limited to some hundred bps per service because of the limited bandwidth and the nature of the modulation.

In the following, some of the most used technologies within APLC systems are listed:

- Frequency-division multiplexing;
- Single sideband modulation;
- Channel equalisation;
- FSK modem (rates $\leq 2\,400$ bit/s);
- PSK or QPSK modem (rates > 600 bit/s).

A typical APLC terminal equipment structure is given in Figure 5.

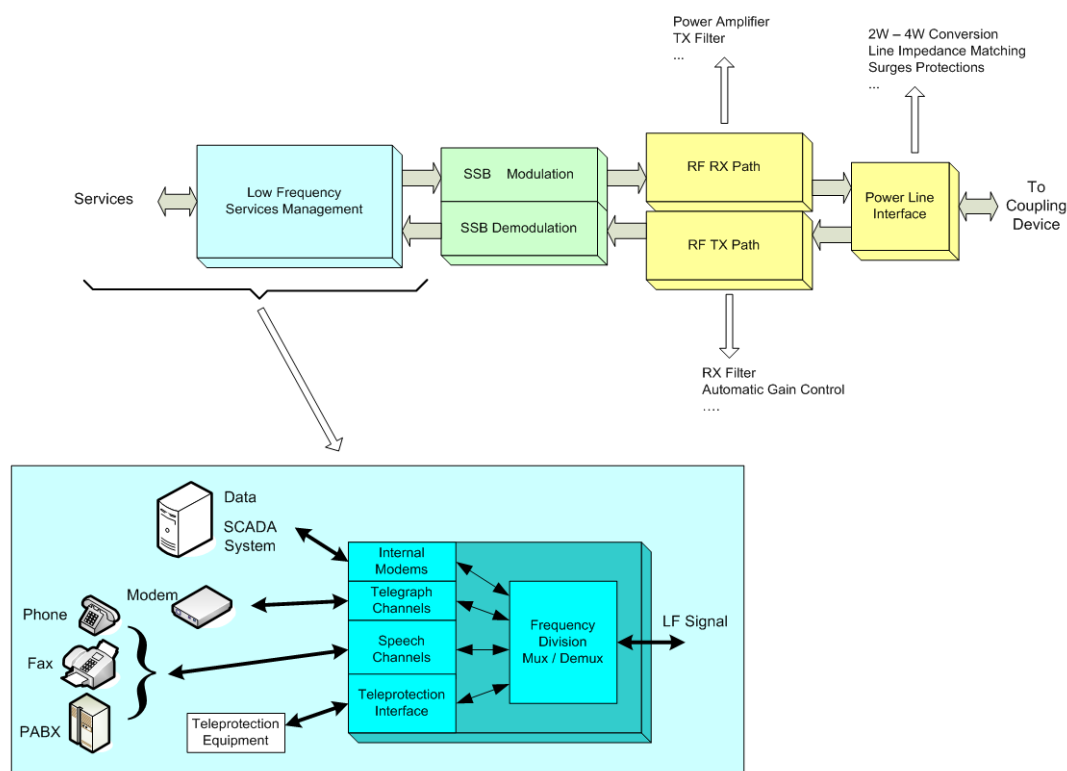


Figure 5 – Typical structure of an APLC terminal equipment

3.4.2 DPLC systems

From the early 1980s, there has been a wide interest in developing PLC systems based on digital modulation schemes. The original information can be either data in its original format or digitised signals, such as speech, fax or others.

When more than one service is to be transmitted, digital PLC makes use of time division multiplexing to arrange the different services into a single stream.

The main advantage of digital PLC links as compared to analogue PLC links are the following:

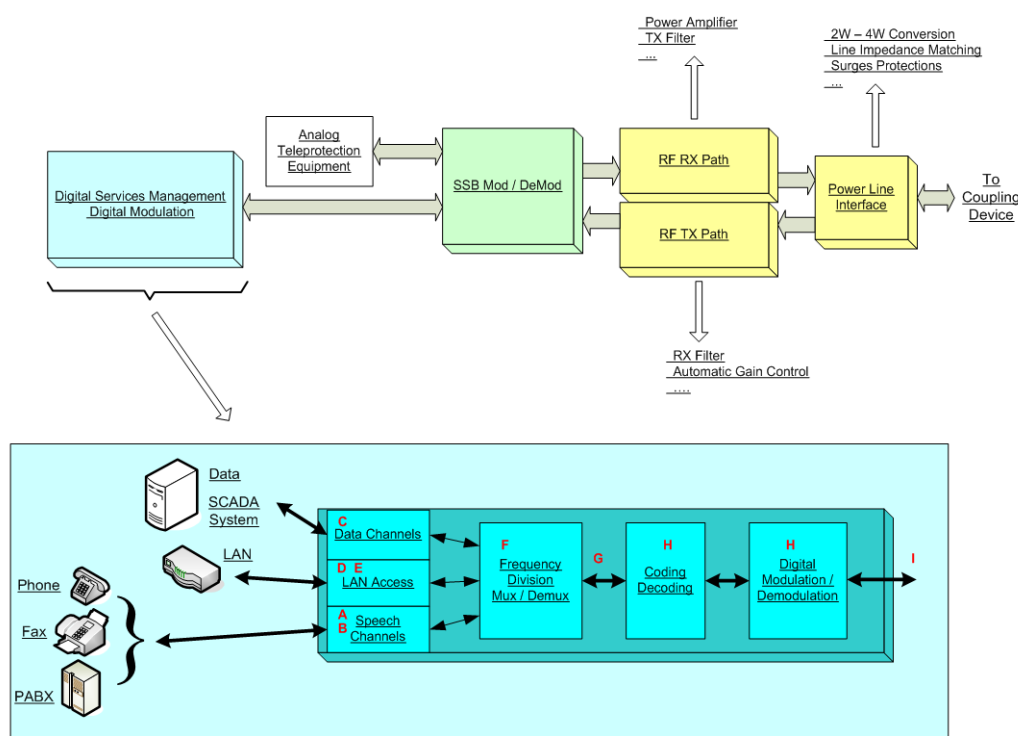
- a) Enhancing the transmission capacity compared with traditional analogue PLC links for the same channel bandwidth:
 - more data channels (or data channels running at higher rates);
 - more speech channels using vocoding techniques.
- b) Easy integration of the PLC network into a larger digital network (digital PLC as an embedded component of a digital telecommunications network):
 - $n \times 64$ kbps channel as a tributary channel of a digital telecom network;
 - Digital data interfaces for lower speed data avoiding intermediate modems;
 - Data rate of DPLC allow their use for LAN to LAN connection (typically through an Ethernet access);
 - A native network access provide an easy way to integrate the DPLC links in a network management system.
- c) The use of time-division multiplexing provides greater degrees of flexibility as compared to frequency-division multiplexing.

Digital PLC links can be used in access links or network internal links, for the transmission of speech, data and teleprotection related signals.

In the following, some of the most used technologies within DPLC systems are listed:

- Quadrature-amplitude modulation;
- Multicarrier modulation (OFDM);
- Trellis coding;
- Echo cancellation;
- Adaptive equalisation;
- Time-division Multiplexing;
- Speech compression.

A typical DPLC terminal equipment structure is given in Figure 6.



Key

- A Speech/telephone interfaces: 2 wires or 4 wires with E&M signalling, FXO, and FXS
- B Speech coding and management includes speech compression/decompression, echo cancellation, digital management of signalling and call progress, FAX, etc.
- C Interfaces for data service: V.24/V.28, V.11 (X21, X24), G.703, etc.
- D LAN interface; mainly Ethernet interface
- E TCP or UDP /IP for LAN to LAN communication. Can also be at applicative level (FTP, SNMP.)
- F Digital time division multiplexer; multiplexes a number of channels into an aggregate serial bit stream.
- G Digital interface, aggregate multiplexed serial data running at a given gross bit rate. The specific value of this gross bit rate depends on the implementation. For a given implementation it may have different possible values.
- H Signal converter; converts the digital data into a signal which is suitable for transmission over band limited PLC channels, using a given modulation format. The two main modulation schemes currently used are QAM and OFDM.
- I Band limited signal carrying the digital information of G.

Figure 6 – Typical structure of a DPLC terminal equipment

It is important to note that the teleprotection functionality currently is still managed as analogue service.

Depending from the design, it can be an access for an external analogue teleprotection, as well as a teleprotection device integrated into the PLC system.

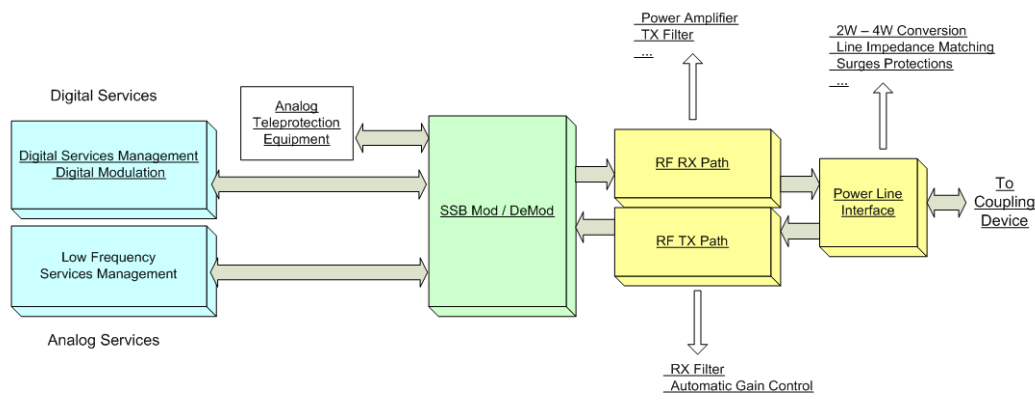


Figure 7 – APLC/DPLC terminal equipment structure

PLC systems can also be composed by a mix of APLC/DPLC terminals. Figure 7 gives an example of such a PLC System.

A typical APLC/DPLC link carrying telecontrol, teleprotection and telephony services is shown in Figure 8.

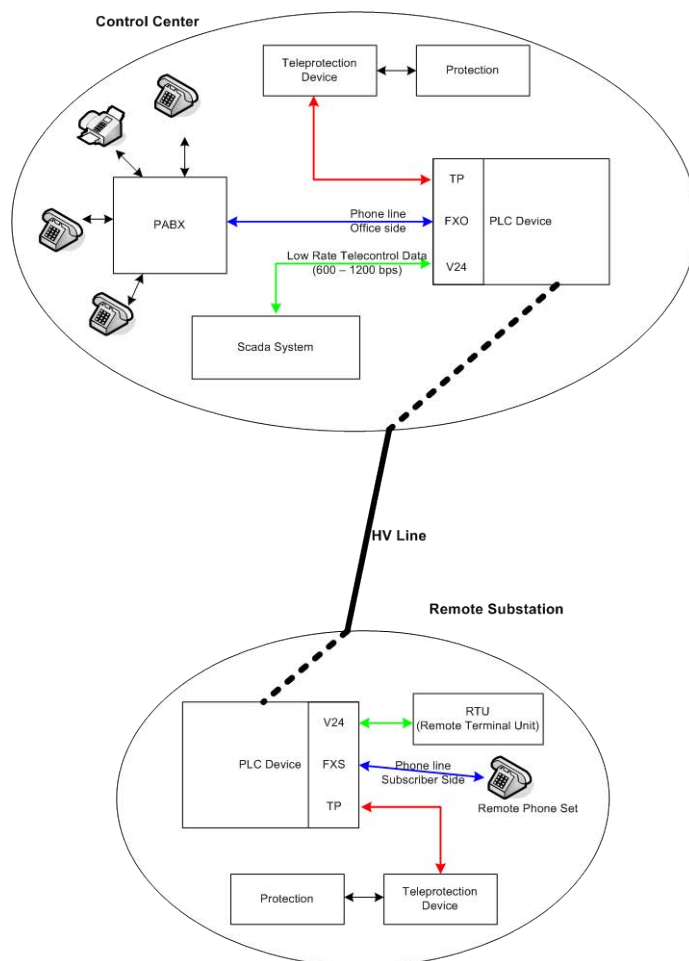


Figure 8 – APLC/DPLC link carrying telecontrol, teleprotection and telephony services

3.5 PLC modulation schemes

3.5.1 General

The modulation technique to be adopted for PLC equipment is a design issue depending on several factors. In the following are summarized the key features and parameters to be considered to perform an evaluation and comparison of the most commonly used modulation techniques in the PLC field.

3.5.2 AM-SSB (Refer to Table 1)

AM-SSB stands for amplitude modulation with single sideband. It is used as the modulation method in the analogue PLC terminal equipments (IEC 60495:1993). It can also be used as the final high frequency modulation in a digital PLC terminal. The conventional amplitude modulation scheme (with both sidebands and full carrier transmission) was used in the early years of analogue PLC, but has been replaced by the SSB modulation to provide a better efficiency of the transmission. Actually, the suppression of one of the sidebands and the suppression of the carrier (or the transmission of a reduced amplitude carrier) allows a significant reduction of the transmitted power to achieve the same quality of service with the same signal to noise ratio.

3.5.3 QAM (Refer to Table 1)

Quadrature Amplitude Modulations are in fact combinations of ASK and PSK modulations. Often a geometric representation of these amplitude factors is used. This geometric representation is called signal space, and each waveform is represented by a dot in the signal space. The spectral efficiency, i.e. the number of bits/sec that can be transmitted for each Hz of bandwidth, is high; this leads to high transmission rates (bits/s) in a narrow bandwidth (Hz).

In a practical implementation the input binary stream to be transmitted is grouped into symbols of n bits. A symbol of n bits is used to address one out of the 2^n points in the signal space, in a process called “symbol mapping”. A simple example for $n = 4$ (16-QAM) is shown in Figure 9.

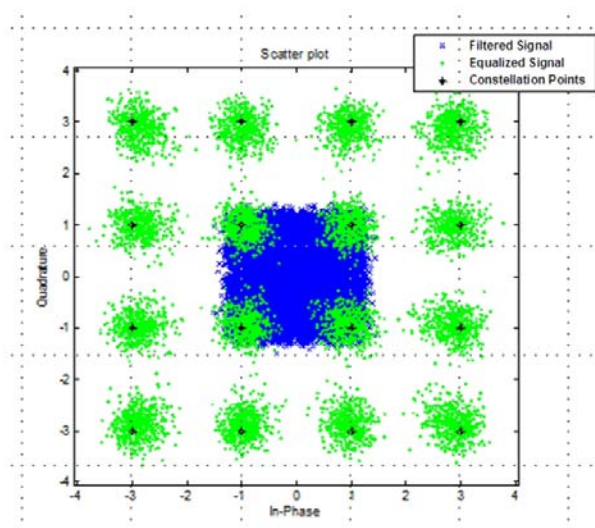


Figure 9 – Signal space for a 16-QAM constellation

It can be shown that the performance of a QAM modem depends basically on the geometry of the signal space. Robustness against noise, for instance, depends on the euclidean distance between points. The goal of the receiver is to detect the received points and decode the corresponding bits, but the received signal will be corrupted by channel noise and other impairments. The effect of noise on the signal space is that the points will not be clearly

defined but will be scattered over areas within which the received signal may lie. The receiver then defines a decision area around every theoretical point; if the received signal lies within the decision area the corresponding theoretical point will be decoded as valid. If, because of the noise, the received signal crosses the decision threshold, the wrong point will be decoded and subsequently the wrong information bits will be delivered to the user.

As with most digital transmission systems, there is a trade-off between bandwidth, probability of error and system complexity. For a given transmission rate, the higher the number of points in the signal space (2^n), the narrower the channel bandwidth but the greater the receiver complexity and the higher the probability of error for the same SNR.

3.5.4 OFDM (Refer to Table 1)

Known also as multicarrier modulation, it transmits the information by using many carriers, which are located in a limited frequency band.

In a conventional frequency division multiplex system, each of the modulated carriers are separated by filtering, so that there is no spectral overlap of the carriers. This means there is no interference between the carriers, and each carrier can be demodulated individually.

The multicarrier modulation, however, uses spacing between the carriers following special rules, so that the information of each carrier can be detected at the receiver, even if there is a spectral overlap of the carriers.

Data to be transmitted are grouped into blocks of K bits. This number of bits is distributed to the carriers and each carrier is modulated with a group of bits. A 2^m -QAM (quadrature amplitude modulation) is used to encode the data into the phase and magnitude of the carrier, where m is the number of the bits assigned to the carrier.

In a simple implementation, every carrier is modulated with the same number of bits. This is a sufficient method, if the transmission characteristics are the same for each carrier. Transmitting via the power line, however, means having complex channel characteristics where the amplitude response is not flat and/or the group delay is not constant. By measuring the channel characteristics it is possible to determine the transmission characteristics for each carrier. The distribution of the bits to the carriers is done according to the results of this measurement such that a carrier with good conditions for the transmission gets more bits to transmit than a carrier with bad conditions. Using this method, a good adaptation to the characteristics of the transmission channel is possible.

The advantages of the multicarrier modulation are good protection against impulsive noise (such as that produced by switching in the power network) and the efficient use of the bandwidth. By splitting the channel into many narrowband subchannels, the multicarrier modulation is resistant against frequency response distortion and does not rely on sophisticated equalisation techniques.

The simultaneous processing of many QAM-signals increases the complexity of the implementation and may be considered as a disadvantage of the multicarrier modulation.

3.5.5 Other modulation schemes

The other class of modulation scheme that can be used for digital power lines communication are spread spectrum modulation techniques. They are characterized by the use of a bandwidth much greater than the one required by the original signal to transmit. This is generally done by using a long pseudo-random code to spread the data into a large coded stream using a wide bandwidth (direct sequence spread spectrum). The inherent advantages of these techniques are:

- a) The resulting signal is a wide band “noise like” signal generally with a low level. This characteristic makes it difficult to be detected and therefore decoded.

- b) The messages privacy is ensured as long as the pseudo random code is long enough. The spreading of the signal on a wide bandwidth makes it robust to narrow band noise and to multipath interference.
- c) Different signals, each one with its own pseudo-random code can be superposed on the channel allowing many users to access simultaneously to the communication channel (code division multiple access CDMA).

The spread spectrum modulation, because of its wide bandwidth, is not used on HV power line carrier equipment; it is used in broadband power line communication over the distribution network in competition with OFDM modulation.

Table 1 – Characteristics of DPLC modulation schemes

Modulation schemes	Characteristics
Single carrier Typical QAM	• Good spectral efficiency • Good peak to average ratio • Low complexity • Susceptible to multipath interferences → Needs equalization • Needs specific techniques to reduce impact of impulse noise and narrow band interference
Multi carrier Typical OFDM	• Robustness to multi path interference → No equalization required • Good spectral efficiency • Robustness to narrow band interference by deactivation of sub-channels • High complexity • Susceptible to frequency offset • Susceptible to phase noise • High peak to average ratio
Spread spectrum	• High immunity to noise and interferences • Large bandwidth → Not applicable for HV PLC

The modulation technique used for PLC equipments is not the only element to take into account to evaluate the performance of the system. A number of techniques have been developed to take advantage of the pros and to avoid the theoretical disadvantages of the cons. This is shown in Table 2, where the pros and cons are indicated with “+” and “–”, respectively.

Table 2 – QAM and OFDM DPLC modulation scheme characteristics

DPLC modulation scheme	Single carrier modulations e.g. QAM	Multi carrier modulations e.g. OFDM
Peak to average ratio	+	–
Complexity of basic modem	+	–
Data delay	+	–
Sensitivity to frequency jitter	+	–
Sensitivity to phase noise	+	–
Complexity of echo cancellation	+	–
Spectral efficiency	–	+
Channel equalization	–	+
Data rate adaptation in small steps	–	+

DPLC modulation scheme	Single carrier modulations e.g. QAM	Multi carrier modulations e.g. OFDM
Susceptibility to multipath interference	–	+
Susceptibility to narrowband interference	–	+
Susceptibility to impulsive noise	–	+

3.5.6 Echo cancellation

In order to reduce the bandwidth needed for a PLC link, it is possible to superimpose the transmission and reception bandwidth allocated to a DPLC communication using echo cancellation techniques. In fact, echo cancellation enables transmission in two directions simultaneously using the same frequency band, thereby reducing the bandwidth requirements in half relative to systems without echo cancellation. Therefore, both directions of transmission share the same bandwidth with echo cancellation used to separate the two directions.

When we transmit full-duplex data over the same PLC bandwidth, the main problem is undesired feed-through of the transmitted signal into the receiver due to the impedance mismatch between the two-wires cable and the hybrid, which is used to provide a virtual four-wires connection between the transmitter on each end and the receiver on the opposite end. This reflection of the transmitted signal is called echo and so an echo canceller is necessary to detect the received data.

The main functionalities of echo cancellation are the following:

- to recognize the originally transmitted signal that re-appears with some delay in the received signal; to synthesize an estimate of the echo of the transmitted signal;
- to remove the echo by subtracting that synthesis from the received signal.

As shown in Figure 10, the near-end transmitted signal can be used to eliminate its own echo at each receiver of the full-duplex link. The echo canceller takes advantage of its knowledge of the local transmitter signal in order to generate a replica of the echo. This replica is subtracted from the echo plus far transmitter signal to yield an echo-free signal which ideally contains the far transmitter signal alone.

Typically, the core of an echo canceller is a discrete-time FIR (Finite Impulse Response) filter. This filter is adapted to match the impulse response of the environment being cancelled and it shall be long enough to adequately cover the duration of that impulse response. This technique requires adaptive signal processing to generate a signal accurate enough to effectively cancel the echo, where the echo can differ from the original due to various kinds of degradation along the way. The FIR filter can be adapted using the LMS (least mean squares) algorithm.

When adapted, the typical performance of an echo canceller is 50 dB of echo attenuation. So, with a good approximation, we can say the DPLC link performances with overlapped bandwidth and echo cancellation are the same of a link with transmission and reception in different bands.

In conclusion, echo cancellation technique allows a great data-rate increase with the same bandwidth requirements because it doubles the system spectral efficiency.

Teleprotection transmission shall not rely on adaptive echo cancellers, because of their poor performance during line faults changing the channel impulse response temporarily.

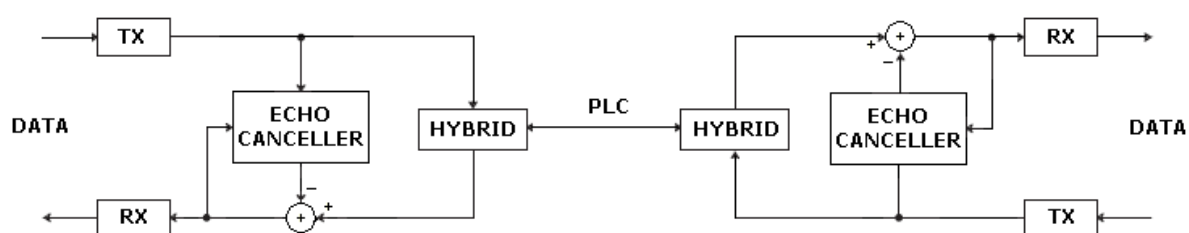


Figure 10 – Echo cancellation method for a DPLC link

4 Frequency bands for PLC systems

4.1 Introduction to the characteristics of PLC systems for EHV, HV and MV networks

There is a growing demand for data transmission networks throughout the World. The initiative for these demands in data services comes from an increase in internet services, which need to be available throughout the day and available to companies and residential homes.

This demand in data communication services is supported by an increase in traditional communications networks of fibre optic communications, adoption of the abundant telephone services through asymmetrical digital subscriber line (ADSL) and higher speed variants such as VDSL. These services are also supported by cable local area network technologies and satellite networks. In more recent years, Wireless networks and Wi-Fi have shown considerable prominence in networking. All these types of networks are dedicated and designed to a particular architecture and topology. They also require cables to be installed and configured to specific equipment. Consequently, any further increase in such networks requires further installation of the different types of cables and this can be a prohibitive cost.

Although these traditional communications networks are in abundance, the most ubiquitous wire network available throughout the world is the electricity distribution network. Although designed to supply power at a range of voltages, normally 110 V or 240 V at either 60 Hz or 50 Hz, respectively, there is the potential of simultaneously transmitting and receiving data traffic over these power distribution lines. The data traffic may be either for home or business services or for internal telecommunication services within the electricity supply industry.

The simultaneous use of the power distribution network for both energy transmission and data communication is unique and reduces the costs of installing two services over one transmission path. Consequently this allows the control of devices in all aspects of the infrastructure of the world from businesses to homes without the inherent costs of installing cables in the ground. For these fundamental reasons a new transmission network of data communications technology has evolved called generically power line communications technology.

The first application of power communications was the form of ripple control technology within a Swiss electricity distribution system in 1893. The aim was the application of a control signal to switch a remote circuit breaker. The voltage of the signal was the order of millivolts and frequency of the signal in the kilohertz range. From this initial trial and application, the frequency ranges have increased, allowing high data rates of the order Megabytes per second. The developments of this form of communication over the last 100 years have been significant mainly because of the structure of power cables used in the low, medium and high voltage systems of our buildings and homes. Further, the developments in communications technology from analogue to digital systems, signal processing, modulation systems and data processing have enhanced the transmission services available to customers both industrial, residential but also the internal communications network of an electricity distribution network.

The power distribution network is very diverse ranging from high voltage operating at the order of 100 kV, medium voltage at below 100 kV and low voltage below 1 kV. For power line communications, the focus is on the low voltage distribution network which is the widest geographically spread in the majority of countries. Further, it has the convenient connection point to the range of buildings and homes and their different infrastructures.

Signalling over the low voltage in the early years concentrated on low speed data rates and consequently low frequency applications with the classical application of meter reading for electricity, gas, water and heat meters. Other applications included load monitoring and shedding together with connection and disconnection services. In the 1990s there was the demand for more services which involved higher data rates of the order of 1 Megabytes and higher and consequently higher bandwidths and frequencies in the 1 MHz to 30 MHz range. It is this latter development that evolved into the new term of “Broadband Power Line communications” technology.

This broadband power line communications allows high speed data transmission services such as data and voice over the internet protocol known as “VoIP”. These services are distributed through normal electrical power lines that are incorporated into every house hold socket .Further this data is shared among simultaneous users. For this reason, the concept of data services to every plug in the home or building gives the concept of “Internet to and from the socket”. The consequence of this is the transmission and reception for any socket in the home or building without additional wiring. Therefore the power line is feeding a high speed data signal into a local mains power supply network to every socket in that electrical network. Therefore the transmission capacity is shared between the users.

However, although there is considerable potential for power line carrier communications at both low frequency and high frequency for the range of different services, there are potential problems with the power line that shall be taken into consideration and investigated on every type of electrical distribution network within any country and area within a country. Therefore the performance of a power communications service may experience different communications conditions for the same type of network but in different geographical environments and countries.

There are a number of particular conditions that affect the power communications network. The impedance of the power distribution network varies considerably according to the type of power cable and network topology, according to the configuration being a single phase, ring main or a three phase tree and branch network. Also the frequency of transmission will determine the impedance values of the circuit. This leads to the cable attenuation which may be very high according to the frequency of operation. This can also lead to standing waves on long cables and may lead to frequency nulls in the frequency response. In addition the interfacing of the equipment to the power line will introduce attenuation and noise to the circuit which is affected to by the impedance of the line which varies according to the frequency of operation. Further as devices are switched in and out of the circuit the noise of the line will vary and the attenuation will vary in an unpredictable manner. Although only as a figure of merit operating power line systems in the low frequency range provides more stable conditions and therefore a more seamless communications throughout the system. Further, due to these electrical and communication impairments of the system a potentially more serious problem arises and that is due to potential electromagnetic emission from the power lines when operated in the high frequency range 1,6 MHz to 30 MHz and higher. These frequencies that emanate from the power line have the ability to cause interference to established radio frequency services. Although this does raise cause for concern there are a number of devices and methods available to potentially compensate and overcome these electrical problems. These include using repeaters, amplifiers, isolators, line traps, and couplers. The particular line shall be analysed to decide the type of device to be used and where it is placed in the circuit .These techniques work, however the control of the energy injected into the power line from the modem will establish the potentially radiated emission from the power line and the amount of interference caused to other established radio services.

The radio spectrum is a unique resource that has considerable demands made on it by companies and users. Further, the frequency range from 1,6 MHz to 30 MHz has special propagation conditions allowing long range communications services around the world. Further it is utilised very efficiently by low frequency power communications. Therefore this part of the spectrum requires special protection by choosing an appropriate emission limit for interference. To provide total protection of radio services is not possible principally because it would require a very low radiating limit which consequently would limit high data rate communication services. In addition, it should be recognised that electronic equipment of any kind is a potential source of interference once placed in the power line which again would make any decision in favour of very tightly radiated limits completely uneconomic. There are other safety-of-life services with respect to human life and property that shall also be protected. Also manufacturers should develop procedures enabling reduction of emissions in cases of interference through reduced power levels for specific frequencies. The risk of potential interference to radio services depends not only on the different users of the power line agreeing a strategy but also on the different network structures and technologies and the frequency ranges used. For power line communication systems compared to DSL systems or cable TV systems, the risk of interference for the same radiated emission level is considerably higher. Therefore considering the higher densities of deployment for power line networks there is a potential risk of a rise in the noise floor level for that locality. Due to the wide geographical coverage of power line networks throughout each country standards bodies have introduced and formulated specifications to restrict the bandwidth and power levels of communication systems for one main reason and that is of avoiding or reducing the interference with respect to other radio users who use the same part of the spectrum. This is essentially the aim of the different national and international standards bodies.

4.2 Frequency bands for power line systems

Signalling over the power line has existed for many years. The early transmission systems from the 1900s used extremely low data rates and consequently low transmission frequencies of the order of Kilohertz. However, as more applications demand higher data rates, the frequency of transmission increased.

Therefore according to the data services available to customers on the network determines the frequencies and bandwidth of the transmission system. The frequency used is directly related to the application and local environment. Table 3 provides the typical power communication technique and representative frequency band for the particular system.

Table 3 – Early power communications techniques and frequencies

PLT technique	Frequency range
Ultra narrow band(UNB)	10 Hz
Power frequency	60 Hz
Ripple control	100 Hz to 1 000 Hz
Distribution PLT	3 kHz to 148,5 kHz
Transmission PLT	30 kHz to 500 kHz
Local PLT	40 kHz to 30 MHz

The early techniques of ultra narrow band operating at extremely low frequency of 10 Hz through to ripple control operating in the frequency band from 100 Hz to 1000 Hz are used for basic switching of equipment in the electricity distribution network. However, as applications of remote meter reading and data transmission developed, higher frequencies came into use including distribution PLT, transmission PLT and local PLT.

In the late 1990s there was a considerable development in providing high data rate transmission systems for internet services to residential and industrial customers. These new services introduced data and voice over the internet protocol “VoIP” which provided a common communication service to all residential and industrial customers. These services

demand the higher data rates and hence bandwidth. The characteristics of such services ranging from security of service through to signal error are shown in Table 4.

Table 4 – Parameters of power communications systems

Parameter	Ultra narrow band	Distribution PLT	Broadband PLT
Range	Excellent	Very good	Very good
Data Rate	Low	High	Excellent
Security	Good	Good	Good
Line Conditioning	Minimal	Excellent	Excellent
Latency(time delay)	Good	Medium	Low
Error rate	Low	Excellent	Good

Table 4 demonstrates that there is no ideal PLT communication system. Good quality parameters include the range the system will operate over, however for the broadband PLT system the data rate is excellent and current systems operate at 250 Mbyte and higher speeds are becoming available. In comparison for the low data rate system a longer range is achievable. Therefore it is important to determine the exact services that will be transmitted over the power line network.

Table 5 details the early power line carrier frequencies, many of which are still operational today. However, manufacturers and utility companies have combined to develop power line systems for greater range and higher speed and consequently services such as video on demand. Also the national and international standards bodies have become involved to provide neutrality to the vast range of services being developed throughout the World and potentially coexistence between the operations of such systems.

Today, the operational frequency bands used throughout the world have specific frequency ranges for data signals being transmitted between the backbone network and the home or building, known as the “Access network” and the data network inside the home or building known as the “In-house network.” Further, the networks are classified as low frequency and high frequency systems.

Table 5 – Frequency bands in power line communication systems

Architecture	Underground	Underground	Underground/Overhead
Low frequency systems standards organisation			
	IEEE	CENELEC/ETSI	IEC CISPR 22
Frequency range	45 kHz to 450 kHz	3 kHz to 148,5 kHz	1,6 MHz to 30 MHz
Access band	45 kHz to 450 kHz	3 kHz to 90 kHz	1,6 MHz to 10 MHz
In-house band	45 kHz to 450 kHz	95 kHz to 140 kHz	10 MHz to 30 MHz
Architecture	Overhead/underground	Underground	Underground
High frequency systems			
Frequency range	1,6 MHz to 80 MHz	1,6 MHz to 30 MHz	1,6 MHz to 30 MHz
Access band	10 MHz to 80 MHz	1,6 MHz to 10 MHz	1,6 MHz to 10 MHz
In-house band	1,6 MHz to 10 MHz	10 MHz to 30 MHz	0 MHz to 30 MHz

4.3 Channel plans

4.3.1 General

There are different channel plans for PLC communication systems depending on the level of voltage of the electrical power line used, international standards and local regulation, and type of transmission i.e. narrowband or broadband.

4.3.2 EHV/HV/MV narrowband PLC channel plan

Most of the multi-purpose APLC systems require a bandwidth of 4 kHz for each direction of transmission; therefore, the available range of frequencies (24 kHz to 1 MHz) is divided into a number of channels each 4 kHz wide. Two of these will be required for each two-way carrier circuit but they need not necessarily be adjacent.

In order to assure compatibility and coexistence with other systems in operation new DPLC systems will use basically the same channelling approach. Depending on the technology used it is common to have adjacent, non-contiguous and superimposed bidirectional transmission channel grouping a number of 4 kHz channels.

Other channel widths have also been adopted in some countries to suit their special needs.

The frequency ranges and standards applied in Europe, USA and other countries are shown in Table 6. Further, Figure 11 shows the APLC narrowband channel plan.

Table 6 – HF spectrum allocated for PLC systems

	Europe	USA	Other Countries
Reference standard	IEC 62488	IEEE 643	-
Frequency range	40 kHz to 500 kHz	24 kHz to 1 MHz	24 kHz to 1 MHz

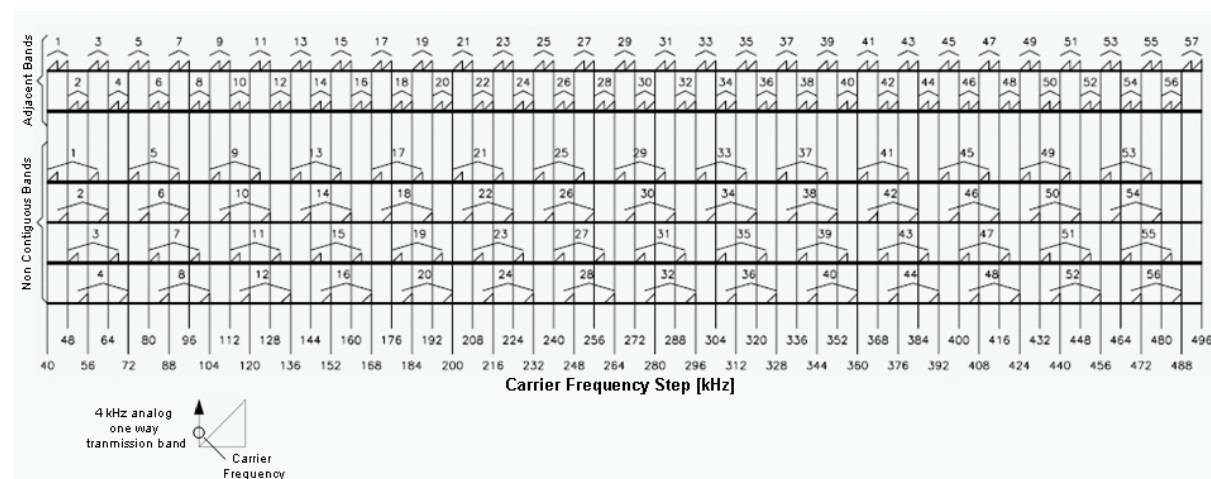


Figure 11 – APLC narrowband channel plan

4.3.3 MV/LV narrowband DLC channel plan

DLC is mostly used over MV/LV underground cables as shown in Table 7. Also, Figure 12 shows the situation in Europe and the USA.

Table 7 – HF spectrum allocation for narrowband PLC

	CENELEC (EUROPE)			USA	Other countries
Reference standard	EN 50065-1			IEE 643	-
Frequency range	3 kHz to 148,5 kHz	A band (3 kHz to 95 kHz)	Utilities access	50 kHz to 450 kHz	-
		B band (95 kHz to 125 kHz)	Consumer in-house		
		C band (125 kHz to 140 kHz)			
		D band (140 kHz to 148,5 kHz)			

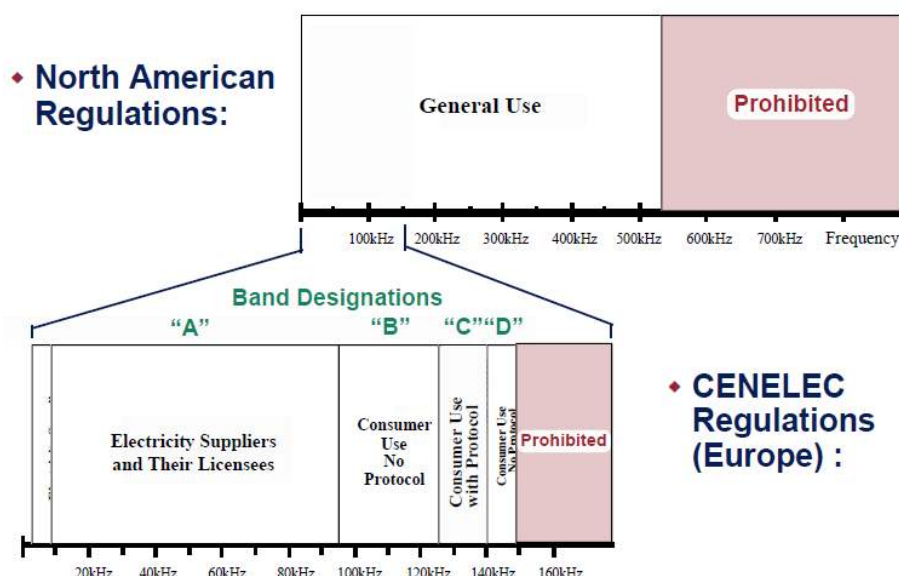


Figure 12 – DLC narrowband channel plans Europe vs. North America

4.4 High frequency spectral characteristics

APLC systems generate discrete frequencies (pilots, maintenance signals, guard signals for teleprotection), speech signals and narrowband spectra from modems using typically Frequency Shift Keying (FSK) as the modulation method.

DPLC systems generate a modulated signal with a continuous spectrum $p(f)$ and possibly additional tones with discrete frequencies f_i used for auxiliary functions (pilots, maintenance signals, guard signals for teleprotection). Generally during synchronisation of a DPLC link, the characteristics of the signal spectrum changes until synchronisation is achieved and data is transmitted, and therefore the spectral characteristics are stable.

The signal spectrum of combined APPLC/DPLC systems can be split into sub-bands allocated either to the APPLC or the DPLC sub-system of the combined APPLC/DPLC system. The spectral characteristics of the signals in the sub-bands are those of pure APPLC or DPLC systems, respectively.

4.5 Regulation and emission limits for PLC

4.5.1 Extra high voltage, high voltage for narrowband systems

The regulation and emission limits for narrowband communications are determined and limited by local national regulations for conducted and radiated electromagnetic field.

4.5.2 Medium voltage and low voltage narrowband systems

Refer to 4.3.2 for operating frequency bands for Cenelec standard, EN 50065-1.

4.5.3 Medium voltage and low voltage broadband systems

These systems are limited by the conducted and radiated electromagnetic field as designated in CISPR 22. This standard is currently under review.

4.6 Selection of the frequency bands for HV PLC systems

4.6.1 General

This subclause gives considerations and advices taking into account signal power of the HF modulated signal in order to meet the constraints and requirements for channelling, frequency allocation and paralleling of APLC/DPLC systems.

4.6.2 Maximum power of PLC signal

The relevant power quantities to be distinguished are:

$P_{Peak} [W_{Peak}] =$ Peak power of the PLC signal. It is usually limited by the power amplifier of the PLC terminal.

$P_{PEP} [W_{PEP}] =$ Peak envelope power $[W_{PEP}]$ corresponds to the power of a sinusoidal signal with peak power P_{Peak} . The relation to P_{Peak} is

$$P_{PEP} = \frac{P_{Peak}}{2}. \quad (1)$$

$p_{RMS}(f) [W_{RHz}] =$ P_{PEP} is usually limited by the power amplifier of the PLC terminal.
Power density of the continuous signal spectrum. It may be limited by national regulations.

$P_i(f_i) [W_{RMS}] =$ Power of discrete tones at frequencies f_i . National regulations may specify the maximum power of individual discrete frequencies $P_{cont max} [W_{RMS}]$ that are continuously present within the nominal frequency band:

$$P_{cont max} \geq P_i(f_i). \quad (2)$$

For individual discrete frequencies only appearing for a given period of time – as is the case for short duration teleprotection signals – a higher limit $P_{temp max} \geq P_{cont max}$ might be allowed.

$P_{RMS} [W_{RMS}] =$ RMS Power of the PLC signal. It may be limited by thermal constraints of the PLC power amplifier. P_{RMS} is the sum of the powers of individual discrete frequencies and the power of the continuous part of the spectrum in the nominal frequency band:

$$P_{RMS} = \sum_i P_i(f_i) + \int_{Bn} p_{RMS}(f) df, \quad (3)$$

where Bn [Hz] is the used PLC band.

A further important quantity is the ratio between the peak power and the RMS power,

$$P_{PeakToRMS} = \frac{P_{Peak}}{P_{RMS}} . \quad (4)$$

The value of $P_{PeakToRMS}$ – also called peak to average power ratio (PAPR) – is typically around 7 dB to 13 dB for APLC and DPLC systems in the stationary state. For DPLC systems, it depends on the type of modulation, while for APLC systems, it is mainly influenced by the number of channels and the number of services carried by these channels.

4.6.3 Channelling

As shown in Figure 13, the nominal carrier-frequency bands, B_n , used by APLC systems are equal to a basic carrier-frequency band B_0 of 4 kHz or 2,5 kHz in case of single-channel terminals or to a multiple thereof in case of multi-channel terminals. DPLC systems generally use the same divisions for compatibility and coexistence with APLC systems in existing networks.

The frequency spacing between the transmitter and the receiver of one PLC link traditionally used to be a multiple m of B_0 , with m depending essentially on the design of the transmission and reception filters of the PLC terminal. As today's technology allows shifting the nominal band of the PLC systems in fine increments down to 1 kHz or even lower, there is no reason to maintain this restriction. The transmitter (Tx) and the receiver (Rx) bands may either be adjacent ($G = 0$ Hz) or separated by a frequency gap ($G > 0$ Hz) as shown in Figure 13. The minimum value of G in case of non-adjacent channels is specified by the manufacturer.

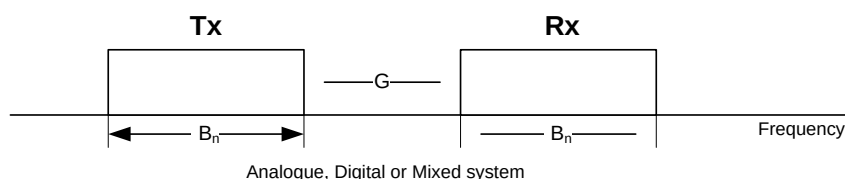


Figure 13 – Minimum frequency gap

There is no particular advice concerning the respective placement of analogue/digital bands in mixed systems. The recommendations given by the manufacturers should be followed.

NOTE The Tx and Rx bands of pure of DPLC systems or the Tx and Rx bands allocated to the DPLC subsystem of combined APLC/DPLC systems can be superimposed using echo cancelling techniques. This is a method to reduce the bandwidth needed for a link.

4.6.4 Frequency allocation

The frequency allocation of the channel in the PLC band mainly depends on:

- existing links in the network. It is generally recommended to have at least two or three line sections between links using the same frequency band, each section being terminated with line traps. In case of a two line section separation, measurements should be made to ensure that the interference level is low enough. The interference level depends on the impedance of the line traps installed on the lines. Where two power lines are near each other and run in parallel for a few kilometres, there is a signal coupling between these lines and consequently, channels operating on the same frequencies may interfere with each other;
- national or international regulations restricting the use of frequencies e.g. to limit emissions likely to disturb the primary user of the radio spectrum i.e. air control beacons. For instance, in Canada and in France, limited use is made of frequencies above 200 kHz;
- the line attenuation, which is generally better at lower frequencies. Therefore, lower frequencies will preferably be used on lines with higher attenuation.

4.6.5 Paralleling

It is necessary to provide enough frequency space between parallel links, i.e. links operated over the same line. The required frequency space depends on two quantities: a) the tapping loss and b) the spurious emission level.

- a) When a second PLC terminal is connected to a line equipped with an already installed first PLC terminal, the transmitted signal level of the first PLC terminal is reduced due to the finite impedance of the second PLC terminal outside its frequency band. This level reduction is called tapping loss and depends on the design of the transmission filters.
- b) Unwanted emissions outside the nominal Tx band of a PLC terminal are called spurious emissions. Their level can be lowered by reducing the power of the PLC signal.

Tapping loss and spurious emission levels have to be known to determine the minimum required frequency gaps between parallel links. Manufacturers therefore have to specify these quantities.

For frequency planning, a convenient rule is to choose the gap between the frequency bands of parallel equipment at least equal to the nominal bandwidth of the link with the wider bandwidth.

5 Media for DPLC and APLC systems

5.1 General

As mentioned in previous clause, basically a PLC communication system consists of three distinct parts: the terminal assemblies, the coupling system, and the power line media acting as transmission line, as shown in Figure 14.

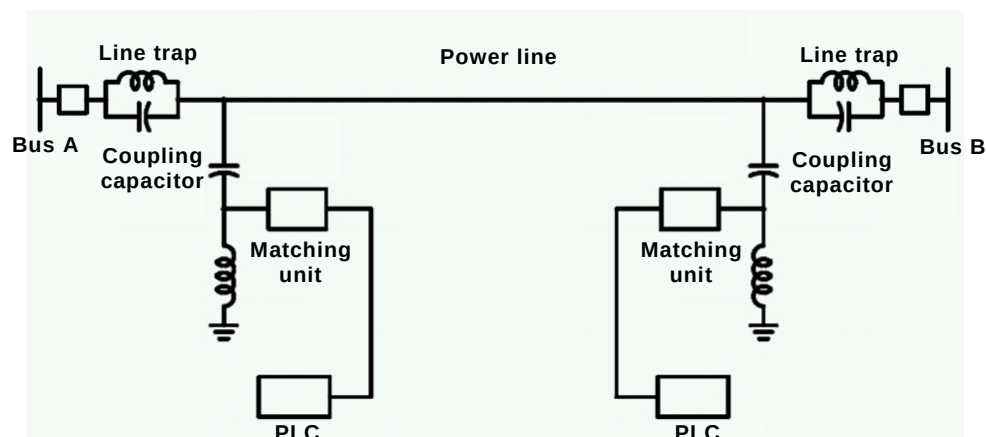


Figure 14 – PLC communication system

- The transmission line actually the media provides a suitable path for the transmission of carrier energy between terminals in the PLC band of frequencies.
- The coupling system provides a means of connecting the terminals to selected points on the power transmission line.
- Terminal assemblies consist of transmitters, receivers, and often in addition they also include teleprotection.

5.2 The electricity grid

Electricity power system or EPS is a complex system where several parts interact to reach a common goal: delivering efficiently at competitive costs energy from generation plants to the final customers. The architecture of the EPS includes several components: generation plants,

power lines at various voltage levels, electrical switching and/or transformer stations and substations, operators, market and customers.

For our purposes, we should consider exclusively the electricity grid which can be simply divided into the transmission and sub-transmission and distribution systems as a collection of power line cables, operated at any voltage level, which we would like to use as physical transmission media. Nevertheless, it should be remarked that they were not designed in order to satisfy this task.

Thinking at the topology of the traditional grids, we can see the Transmission segment as the central trunk of the electricity grid. Thousands of distribution grids branch off from this central trunk and fork and diverge into tens of thousands of feeder lines reaching into homes, buildings, and industries. This is often known as ubiquitous property of the electricity grid and may be exploited from telecommunication point of view to deploy access networks.

For our scope, it is worth to consider that due the development of smart grids, the electricity infrastructure will change: from a centralized to a complex distributed architecture. This means an increasing need of bidirectional communication to ensure the control and signal exchange among new players such as distributed energy resources (DER), renewable energy (REN) resources, smart metering infrastructure, market, aggregators, prosumers.

5.3 Extra and high voltage electricity power lines

In most countries, the networks at 220 kV and above are defined as the extra high voltage network (EHV) also named as the transmission grid. Most of the high voltage (HV) sub-transmission grid is related to power lines of 50 kV to 220 kV.

Electrical transmission lines are used to send electricity over long distances to minimize electrical losses, national and regional backbones, from the point of generation to subordinate distribution grids. A traditional transmission line is conceived as a sequence of self-supporting rigid towers, each one supporting the conductors and shield-wires of the two adjacent spans.

Most of the EHV-HV network is overhead line; underground cables are an alternative but a more expensive form of transmitting electricity. The conductors transmitting electricity at 380 kV are usually made from aluminium.

Some conductors are often reinforced with steel to withstand inclement weather conditions including ice, frost and wind, although all aluminium alloy conductors have a better resistance to corrosion.

The conductors need to be insulated from the ground and overhead lines use air as the principal insulator although the live conductors are hung from a string of toughened glass (or porcelain) insulating chains that are suspended from the pylons.

Other equipment that is used on transmission lines includes dampers, to avoid conductor damage in windy conditions, spacers, which maintain conductor separation at intervals along the span between towers, clamps, jumpers and dampers.

There is also usually an earth wire strung between the top of the pylons which protects the conductors from lightning. The earth wire may also host optical fibre cables, i.e. OPGW, to carry telecommunication signals.

5.4 Medium voltage electricity power lines

Electricity distribution grid is the stage with the task of delivering (before retail) the electricity to end users.

It is generally considered to include medium-voltage (less than 50 kV) power lines, electrical substations and pole-mounted transformers, low-voltage (less than 1 000 V) distribution wiring and sometimes electricity meters.

MV power lines include overhead and buried cables. The latter made with copper are generally laid in a trench about 1 m below ground.

5.5 Electricity power lines as transmission media

5.5.1 Coupling system

5.5.1.1 General

To enable the conductors of a power line to be employed for communication purposes, coupling equipment is required allowing the injection of the high-frequency carrier signal without undue loss and at the same time de-couple the communication equipment from the power line in so far as the power system power-frequency voltage, switching surges, lightning surges, load variations are concerned.

Basically, to couple the signal to the power line we can use a capacitive or inductive approach. While the first is the most used for narrowband PLC communications, the latter find application mainly for broadband PLC communications to couple with MV/LV buried or suspended power cables. An example of capacitive coupling is shown in Figure 15.

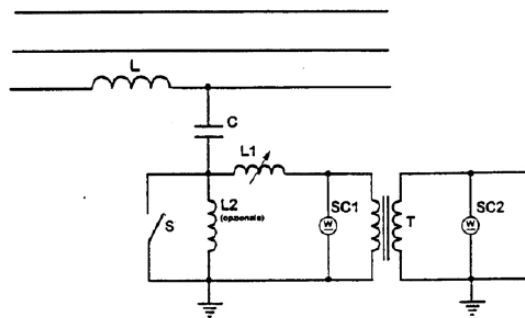


Figure 15 – Capacitive coupling system

A capacitive coupling system includes also the following additional elements:

- Line trap with tuning device;
- Line matching unit.

Nowadays, to couple to MV/LV cables inductive coupling systems are available as shown in Figure 16. Basically, the coupler consists of a closed toroid or clamp of material with high magnetic permeability which is posed around the cable. The coupling exploits inductive effect to inject signal into the cable.

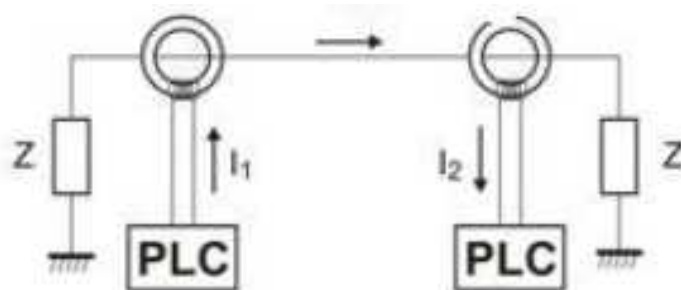


Figure 16 – PLC link exploiting inductive coupling system

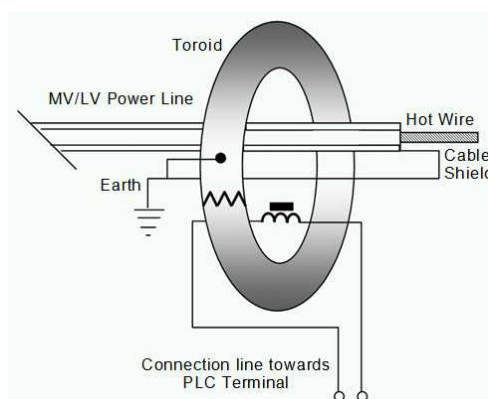


Figure 17 – Principle of inductive coupling system

The principle of the inductive coupling system is shown in Figure 17. The coupling system is also required to minimize the shunt loss caused by the substation equipment, and to render the impedance at carrier frequencies reasonably independent of switching conditions at the substation.

5.5.1.2 Coupling capacitor

The coupling capacitor is the physical link to the transmission line that has a high impedance to the power frequency and a low impedance to carrier frequencies as shown in Figure 18.

Coupling capacitor or capacitor voltage transformer (CVT) of suitable voltage withstand properties which is inserted between the coupling device and the high-voltage conductor. Values are of the order of 1 000 pF to 10 000 pF. Figure 19 shows a typical arrangement of devices for a capacitive coupling system.

Consideration shall be given to the choice of the coupler design to ensure an optimum selection based on capacitor cost versus bandwidth requirements. Reference should also be made to IEC 60358.

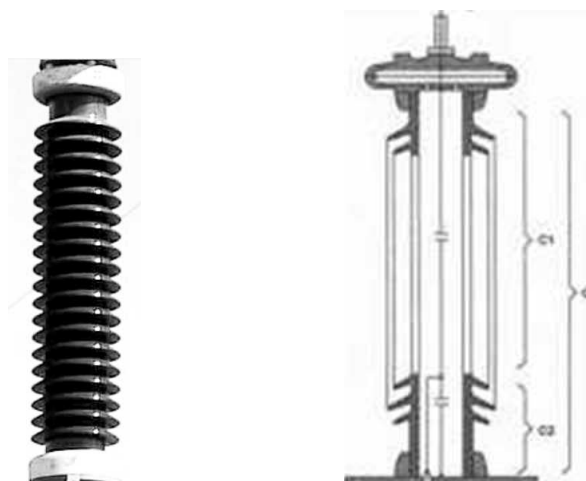
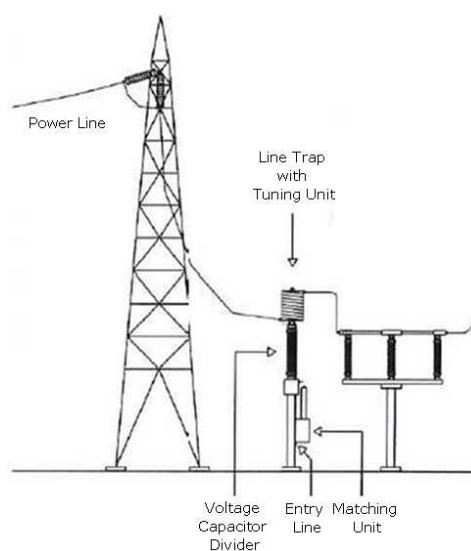


Figure 18 – EHV/HV typical coupling capacitor (CVT)



**Figure 19 – EHV/HV typical capacitive coupling system
(single phase to earth)**

The equipment side of the matching transformer is generally only connected to earth, via the coaxial cable sheath to avoid the possibility of circulating currents, under fault conditions, saturating the transformer and effectively disabling the carrier channel. It shall however be borne in mind that unsafe voltages could then transiently exist at the line matching equipment. Some utilities may insist on connecting the coaxial cable sheath to earth at both the LMU and PLC equipment ends as shown in Figure 20.

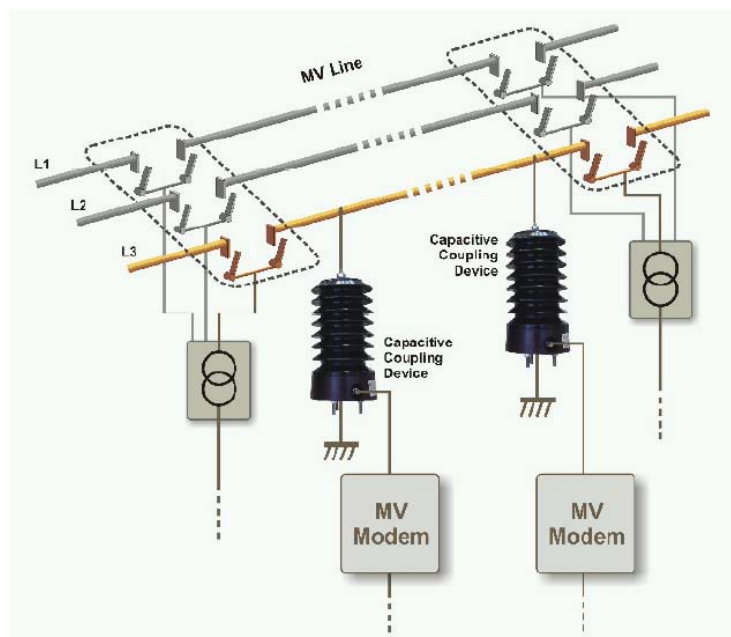


Figure 20 – MV capacitive coupling system

5.5.1.3 Coupling inductor

The inductive couplers currently on the market are made up of a main toroidal magnetic split core in nanocrystalline material. The main core has been chosen to work without becoming saturated in the event of strong currents at mains frequency.

The effect of these currents is negligible at the coupling frequency range of operation.

The coupler shall finally be encapsulated in such a way that it withstands the electric tests of IEC 60044-1. An example is shown in Figure 21.



Figure 21 – MV coupling inductor

5.5.1.4 Line trap

The line trap is inserted into the EHV/HV power lines to minimize the loss of carrier energy and to prevent external faults from shorting the carrier signal on the unfaulted line.

Basically, the line trap (or “wave trap”) consists of a choke coil, rated to carry the full line current, a tuning and protective device as shown in Figure 22.

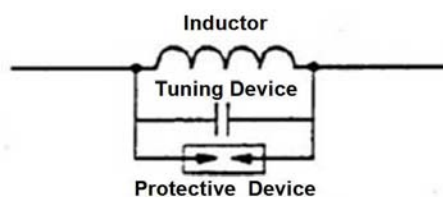


Figure 22 – Line trap electrical scheme



Figure 23 – HV line trap

Figure 23 shows an example of a HV line trap. This device is connected in series with the power line between the point of connection of the coupling capacitor and the substation, or at the line trap.

Line traps are available in various inductance ratings and continuous power-frequency current ranges. The value of line trap inductance is of the order of 0,1 mH to 2,0 mH as shown in Figure 24.

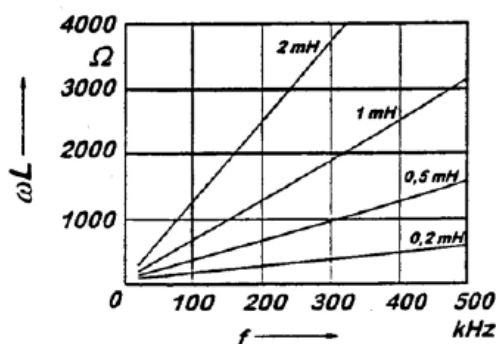


Figure 24 – Line trap impedance versus frequency

Line traps provide blocking of the carrier signal, preventing it from continuing into other transmission line sections.

The typical blocking impedance characteristic of a narrowband line trap is shown in Figure 25. Single and two-frequency line traps are parallel L-C circuits with parameters of variable inductances and capacitances selected so as to resonate at a specific frequency (or at two frequencies) thus blocking the carrier frequency.

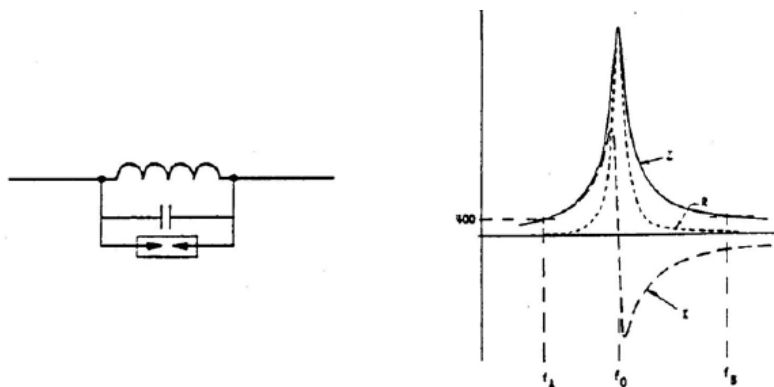


Figure 25 – Blocking impedance characteristic of a narrowband line trap

The tuning devices, used to improve the blocking efficiency of line traps, may be of different types. Those with narrow-band characteristics ensure a high blocking impedance for one carrier frequency (CF) channel.

Those with double-band characteristics present a high blocking impedance for two non-adjacent CF channels as shown in Figure 26, and those with broad-band characteristics present a blocking impedance for several CF channels as shown in Figure 26. The latter is typically tuned for a specified minimum resistive component as shown in Figure 27.

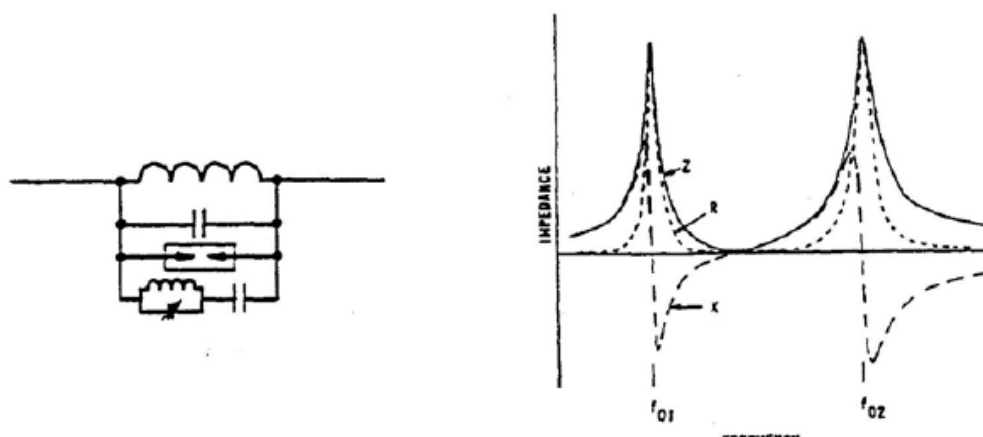


Figure 26 – Blocking impedance characteristic of a double band line trap

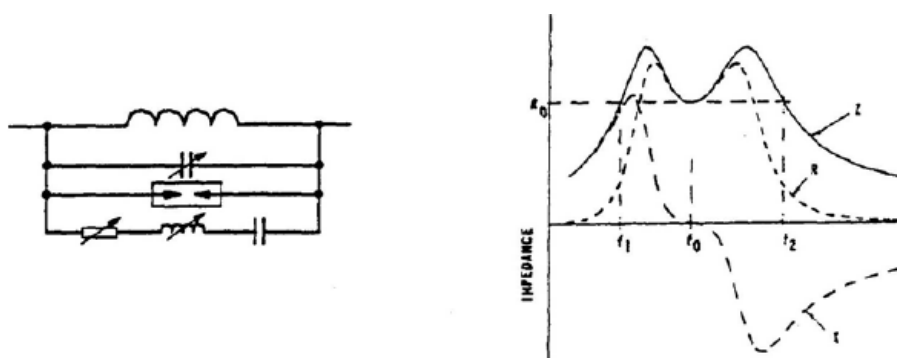


Figure 27 – Blocking impedance characteristic of a broadband line trap

5.5.1.5 Line matching unit

The line matching unit (LMU) as shown in Figure 28 provides a low impedance path to ground for power frequencies and a high impedance path for carrier frequencies. Moreover, it matches the impedance of the PLC to the HV line.

The LMU is inserted between the low-voltage side of the coupling capacitor and the cable connecting the PLC terminal.

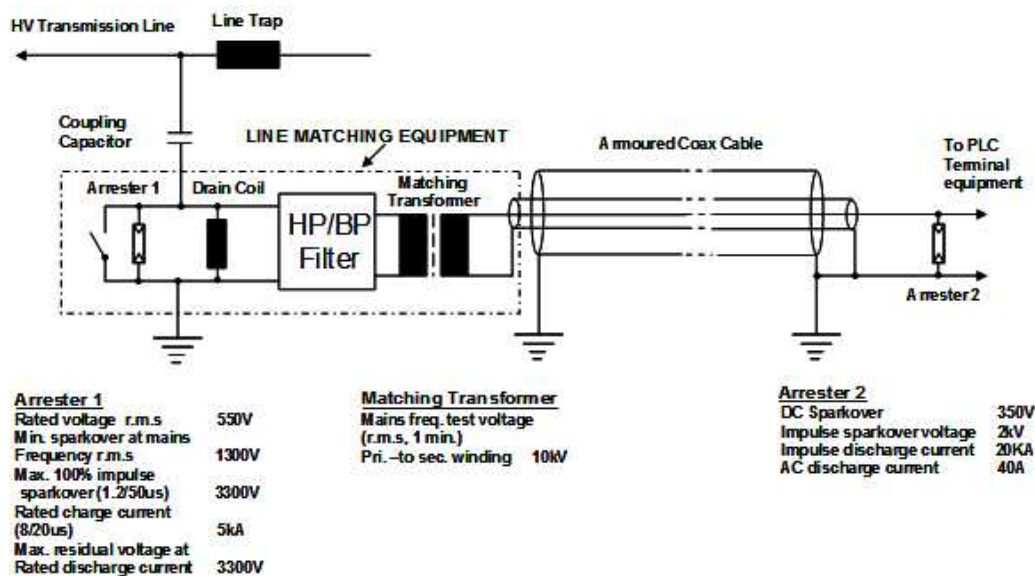


Figure 28 – LMU components and electric scheme

It comprises a drain coil, a surge arrester, and a matching transformer, which in some equipment is also designed as a drain coil to the power-frequency current. The surge arrester, inserted between the low-voltage side of the coupling capacitor and earth, absorbs high transient voltages for protection of the LMU.

The function of the drain coil is to offer a low impedance at power frequency and high impedance at CF frequencies. It is designed to provide a path to earth for the power frequency current through the capacitor and so limit the potential of the capacitor terminal at the point of connection to the carrier equipment, in the interest of safety.

The requirements for coupling devices are covered by IEC 60481. Typical LMU characteristics for coupling attenuation A and return loss R are shown in Figure 29.

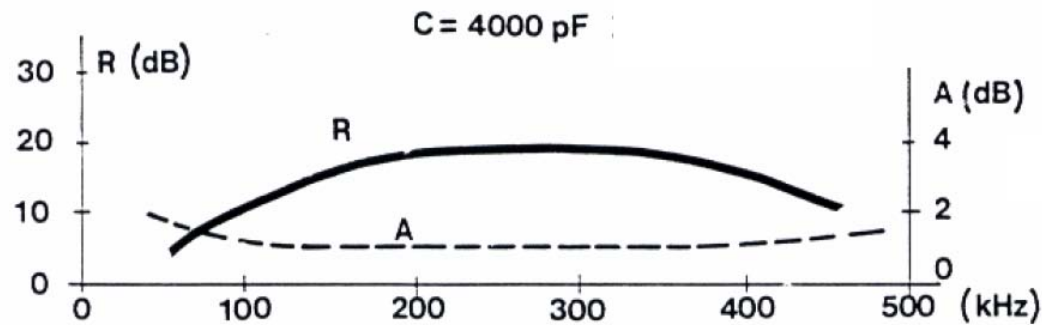


Figure 29 – LMU characteristics with a coupling capacitor of 4 000 pF

As the LMU is inserted between the low-voltage terminal of the coupling capacitor and earth, a switch (blade earthed) is provided to ensure direct earth connection of the coupling capacitor during maintenance or commissioning.

Statutory safety rules may require different procedures for the operation of this earthing switch and typical arrangements are as follows:

An earthing switch earths the low voltage side of the coupling capacitor when the LMU housing is opened. A manually-operated switch interlock may be provided which does not allow the cover to be removed before the switch is operated to the earthed position.

A pole-operated earthing switch with suitable warning notice may be provided. Whichever arrangement is used, it is recommended that an indication of the earthed position of the earthing switch should be clearly visible.

5.5.2 Coupling configuration for overhead cables EHV/HV/MV

5.5.2.1 General

With regard to the type of coupling used, coupling devices may be of the phase-to-earth, or of the phase-to-phase types.

In the case of the latter, the coupling may be made with either a single phase-to-phase device or with two phase-to-earth devices properly connected. If the first arrangement is used, the distance between the low-voltage terminals of the capacitors and the coupling device is generally greater than with the second arrangement with a greater possibility of damage and interruption.

Consequently, in order to achieve higher security, use of phase-to-phase coupling should be made with two phase-to-earth units, with the connection between them made on the secondary side of the matching transformer.

5.5.2.2 Phase-to-earth coupling

In this type of coupling the PLC terminal is connected between one phase conductor and earth as shown in Figure 30. Only one coupling capacitor and one line trap is required at each coupling point, so that this system offers economies in coupling equipment but it normally results in higher attenuation than phase-to-phase coupling and less security in the event of an earth fault on the coupled phase. It is to be noted that although the coupling takes place between one phase and earth, the actual transmission involves the two remaining phase conductors in a complex manner.

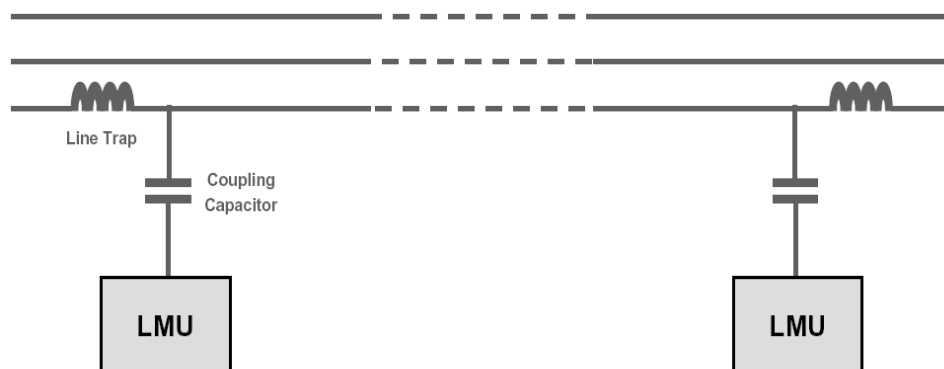


Figure 30 – Phase-to-earth coupling

Because of the economic advantages, phase-to-earth coupling may be employed where high reliability in the presence of line faults is not essential.

5.5.2.3 Phase-to-phase coupling

In this case, as shown in Figure 31, two coupling capacitors and two line traps are required at each coupling point, so the cost of the coupling equipment will be approximately twice that of phase-to-earth coupling. Phase-to-phase coupling however offers a number of important advantages, including lower attenuation, greater security against communication failure due to line faults, and less interference, both radiated and picked up.

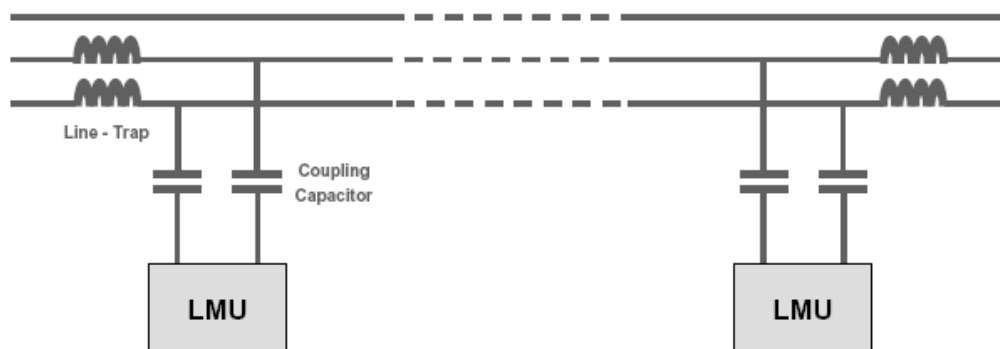


Figure 31 – Phase-to-phase coupling

The coupling may be made with either a single phase-to-phase device or with two phase-to-earth devices properly connected. If the first arrangement is used, the distance between the low-voltage terminals of the capacitors and the coupling device is generally greater than with the second arrangement, leading to a greater possibility of damage and interruption. Consequently, in order to achieve higher security, use of phase-to-phase coupling should be made with two phase-to-earth units, with the connection between them made on the secondary side of the matching transformer.

As approximately 80 % of all line faults are single-phase, this arrangement may be expected to give higher security.

5.5.2.4 Inter-circuit coupling

When two parallel high-voltage circuits are run without discontinuity on the same poles or towers, it is possible to utilize one phase on each of the circuits to provide the equivalent of phase-to-phase coupling on a single circuit line or two phases on each circuit to provide a double differential form of coupling. With this form of coupling, communication is maintained even if one power circuit is taken out of service and earthed. The lines and cables at both ends should be equal in length to avoid the possibility of phase cancellation.

5.5.2.5 Insulated earth wire coupling

It is customary on high-voltage lines, particularly those above 110 kV, to provide one or two earth wires above the phase conductors. These are primarily intended to protect the lines against lightning strokes, but they also serve to reduce the step voltage which would otherwise exist at the towers and substations under earth fault conditions on the lines. In addition, the earth wires help to minimize induction effects on nearby telecommunication circuits during earth faults on the power lines.

The earth wires are normally in metallic contact with the line towers, but it is known that their efficiency as lightning protectors is not affected if they are insulated from the towers, the insulators being by-passed by spark gaps rated to flash over at about 15 kV to 30 kV. This fact has led to the utilization of insulated earth wires for communication purposes, the principal advantage being the saving in coupling equipment since although coupling capacitors and choke coils are still required they need not be rated for the full operating voltage and current of the line.

The method has, however, a number of disadvantages:

- a) The attenuation at carrier frequencies is, in general, appreciably greater than that of the power line, where multi-strand steel conductor is employed for the earth wire. However, where composite conductors are used for the earth wire(s) the attenuation is more acceptable.
- b) The need for insulating the earth wires at each tower and at the terminal points adds to the costs, and for longer distances the additional costs may exceed the savings in coupling equipment.
- c) The effectiveness of the earth wires in their protective role under line fault conditions is reduced to some extent by the insulation at each tower.
- d) Insulated earth wire links are not recommended for teleprotection.

Because of these drawbacks, the use of insulated earth wires for carrier communications has so far found only limited application.

5.5.3 Connecting cable

5.5.3.1 General

A “connecting cable” inserted between the secondary terminals of the coupling device and the PLC terminal. This connection may be made with either a balanced or unbalanced (coaxial) cable depending on the impedance of the carrier terminal.

Commonly used values for the impedance of the cable are 150 Ω for the balanced cable and 75 Ω for the coaxial type.

5.5.3.2 Coaxial or shielded cable earthing methods

When coaxial cable is employed, different methods of earthing the screen may be used depending if the coupling device and PLC terminal are or not part of the same earth mesh.

For cables lying within the same earth mesh, different methods could apply:

- Earthing at both ends of the coaxial cable: This method ensures the safety of maintenance personnel, as there will never be potential differences between local earth and the cable screen. Obviously, during faults, this connection may allow power-frequency currents to circulate in the screen and in the “hot” conductor;
- Earthing only one side of the screen at the PLC equipment end: This method of earthing may be used to avoid secondary problems due to i.e. coils and windings having magnetic cores. This practice, whilst eliminating power-frequency current circulation, may cause high voltage across the windings of the coupling transformer which will need to be designed for this duty. Consequently, maintenance personnel will need to take precautions against the possibility of potential differences, during faults, between cable screen and local earth.

For cables ending over different earth meshes different methods could apply:

- Earthing only one side of the screen at the PLC equipment end: This method of earthing may be used to avoid earth potential differences may be high in the case of a fault and circulating currents in the screen of the coaxial cable may be dangerous.

Similar problems can arise in the case of armoured and/or shielded cables, except that secondary problems are unlikely to occur, and the same considerations apply. By the use of balanced cables some of the above problems can be avoided.

It is good engineering practice to use for the interconnection between LMU and CC/CVT a solid, uninsulated, large diameter copper rod, or something similarly robust, positioned at least 10 cm away from the supporting steel structure.

5.6 Transmission parameters of electricity power line channel

5.6.1 General

PLC communications works over channels solely designed for optimal electrical power transportation, completely disregarding signal transmission at high frequencies.

Like any other transmission line a set of typical parameters have to be considered to characterize the behaviour of the electricity power line when used as transmission media enabling technicians to evaluate correctly the link budget and estimate the reachable performance and quality.

Basic assumptions valid for all power line channels are as follows:

Low pass characteristics: cables of the mains network are built for energy transfer with little losses, but are not optimal for data transfer. Multiple measurements showed that these cables have a strong low pass characteristic depending on the type of cable, the length of the cable and the frequencies of the signal;

- Selective fading: Each of the transitions at the connections between cables along the propagation path represents changes of impedance and causes reflections. Due to branches and reflection points the signal not only propagates on the direct connection between transmitter and receiver, but also additional propagation paths have to be considered. Those usually have longer path ways and cause time delayed echoes. The result is multi-path signal propagation with frequency selective fading.

The main physical parameters to be considered are as follows:

- Characteristic impedance;
- Overall link attenuation;
- Impulsive and frequency response.

Other relevant aspects concern:

- Noise, reflections, multipath, non-linearity/stationary channel behaviour, interferences, and crosstalk.

5.6.2 Characteristic impedance of power line

The characteristic impedance of a uniform transmission line, usually written Z_0 , is the ratio of the amplitudes of a single pair of voltage and current waves propagating along the line in the absence of reflections. The characteristic impedance is expressed in ohms.

Applying the transmission line model based on the telegrapher's equations, the general expression for the characteristic impedance of a generic transmission line is shown in equation (5):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega], \quad (5)$$

where

- R is the resistance per unit length;
- L is the inductance per unit length;
- G is the conductance of the dielectric per unit length;
- C is the capacitance per unit length;
- j is the imaginary unit, and

ω is the angular frequency.

In practice, at PLC frequencies, the quantities $j\omega L$ and $j\omega C$ are large by comparison with R and G , so that the latter can be neglected, and the expression for characteristic impedance can be reduced to equation (6):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega]. \quad (6)$$

By applying conventional formulas for L and C to the above equation, Z_0 is shown in equation (7):

$$Z_0 = 276 \cdot \log\left(\frac{d}{r}\right) \quad \text{for } \frac{d}{r} \geq 20 \quad [\Omega] \quad (7)$$

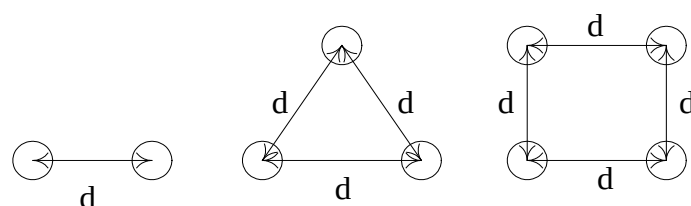
is obtained, where d is the distance between conductors and r is their radius in the same units. The achieved equation expresses the characteristic impedance of a line consisting of two aerial wires. For a single aerial conductor at a height h above ground and radius r , the characteristic impedance is shown in equation (8):

$$Z_0 = 138 \cdot \log\left(\frac{2h}{r}\right) \quad [\Omega]. \quad (8)$$

For bundled conductors, the geometric mean radius (GMR) is used for r in previous equations.

The GMR is defined as in Figure 32 and equations (9) for three arrangements, where GMR_c is the GMR of a single conductor.

Two wire bundles	$GMR = \sqrt{GMR_c \cdot d}$	
Three wire bundles	$GMR = \sqrt[3]{GMR_c \cdot d^2}$	(9)
Four wire bundles	$GMR = \sqrt[4]{GMR_c \cdot \sqrt{2} \cdot d^3}$	



$$GMR_x = \sqrt[n^2]{(D_{aa}D_{ab}\dots D_{an})\dots(D_{na}D_{nb}\dots D_{nn})}$$

for the two – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[4]{(D_s \times d)^2} = \sqrt{D_s \times d}$$

for the three – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[9]{(D_s \times d \times d)^3} = \sqrt[3]{D_s \times d^2}$$

for the four – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[16]{(D_s \times d \times d \times d \times 2^{1/2})^4} = 109\sqrt[4]{D_s \times d^3}$$

Figure 32 – GMR of conductor bundles

In the case of a three-phase transmission line, the calculation of the characteristic impedance is more involved and is further complicated by the use of bundled conductors. If a transmission line is terminated in its characteristic impedance, no energy will be reflected from the termination, and the sending-end behaviour is the same as though the line was infinitely long.

An impedance network of six impedances, as shown in Figure 33, is required to terminate a three-phase line in its characteristic impedance. Because a transmission line is seldom, if ever, terminated in its characteristic impedance network, the impedance observed by a set of coupling equipment connected to the transmission line, either phase-to-phase or phase-to-ground, will be affected by reflected energy on the uncoupled phases.

Another and more practical value frequently called characteristic impedance is the value of the impedance to which the carrier coupling equipment is matched to obtain minimum mismatch and thus achieve maximum power transfer. This value of characteristic impedance is affected by the terminating impedance of the phase(s) not used in the coupling circuit. Measurements indicate that for phase-to-phase coupling, as the terminating impedance of the uncoupled phases varies from an open circuit to a short circuit, the characteristic impedance varies slightly. However, much larger differences occur for phase-to-ground coupling.

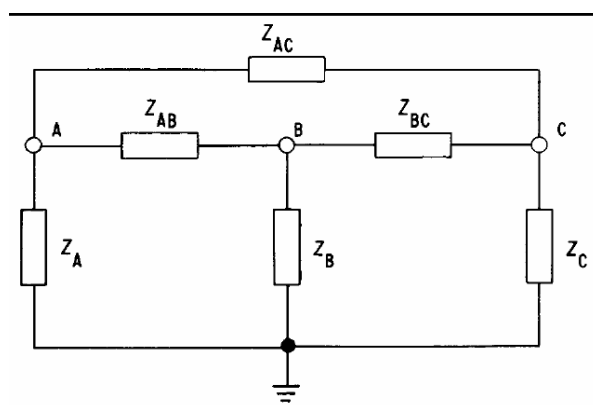


Figure 33 – Terminating network for a three-phase line

As shown, the characteristic impedance is based on the radius of the conductors and the distance between conductors. In general, both dimensions increase with higher voltages so that the ratio remains nearly the same. Therefore, there is very little difference in the characteristic impedances of lines of various voltages as long as only one conductor is used for each phase.

Lower values of characteristic impedance will exist on extra-high-voltage (EHV) transmission lines where bundled conductors are used with an effective radius that is much larger than the radius of a single conductor. Table 8 shows the range of values that can be expected from a wide variety of lines.

Table 8 – Range of characteristic impedances for PLC circuits on EHV/HV overhead lines

Transmission line conductor (each phase)	Characteristic impedance (phase-to-ground) Ω	Characteristic impedance (phase-to-phase) Ω
Single wire	350 to 500	650 to 800
Bundled (two-wire)	250 to 400	500 to 600
Bundled (four-wire)	200 to 350	420 to 500

It should be noted that the figures quoted are mean values calculated over the entire frequency range allocated for particular PLC technology and for all possible terminations of the uncoupled phases. Thus the actual values may differ considerably from the mean but this is generally not significant from the system design point of view, as it only increases the overall loss by some tenths of a decibel.

In comparison to overhead lines, the characteristic impedance of power cables is smaller by a factor of 10 to 20. Consequently, the inductance of the line traps decreases, the capacitance of the coupling capacitors increases by the same figure for equal frequency bands compared with overhead lines.

The values of the characteristic impedance of power cables vary greatly depending from different types of cables. In general, there has not been much information published on power cables, such as the high-frequency characteristic impedance, and it may be required to perform measurements on the actual cable used for a particular circuit. Generally, the characteristic impedance of a power cable will be between 10 Ω and 60 Ω .

5.6.3 Overall link attenuation

5.6.3.1 General

For our purposes it is convenient to simplify the propagation model and consider the overall link attenuation as the one present among the end sides of PLC circuit. It is due mainly to three components: the connecting cable, the coupling systems and the power line. It is expressed in decibel versus frequency as shown in equation (10):

$$A_{OL} = A_{Powerline} + A_{CouplingSystem1} + A_{CouplingSystem2} + A_{ConnectingCable1} + A_{ConnectingCable2} \text{ [dB]}. \quad (10)$$

5.6.3.2 Power line attenuation

The line attenuation represents the loss in dB that will be experienced by the signal when in transit over the line. It is measured in [dB/km]. It is primarily a function of the following parameters:

- Line length and conductor configuration,
- Structure of the phase conductors, material, etc.,
- Structure of the earth wire(s), material, etc.,
- Carrier frequency,
- Earth resistivity.

Its effective value depends also from:

- Coupling configuration adopted,
- Tower disposition effects,
- Weather conditions.

5.6.3.3 Modal analysis

Analysis of a multi-conductor line shows that several modes of carrier signal propagation take place simultaneously. It can be shown that the number of natural modes is equal to the number of conductors involved in the propagation (e.g. three modes in the case of a single-circuit line with two earth-wires grounded at each tower, and seven modes in the case of double-circuit line with one insulated earth-wire).

The main characteristics of natural modes are:

- a) each mode has its own specific propagation loss, velocity and characteristic impedance;
- b) the modes are independent of each other;
- c) the phase voltage at any location is the vector sum of the phase-mode voltages at that location, similarly the phase current is the vector sum of the phase-mode currents.

Modal analysis shows that the coupling arrangement should be chosen in such a way that the whole transmitter power is injected into the line in the form of the lowest loss mode. For practical coupling arrangements, such as phase-to-earth, phase-to-phase or inter-circuit coupling, the transmitter power is generally injected in the form of a mode-mixture, part of it in a high loss (ground) mode, this resulting in a certain modal conversion loss a_c .

The line attenuation a_{line} can be calculated as follows through equation (11):

$$a_{\text{line}} = \alpha_1 \cdot l + 2 \cdot a_c + a_{\text{add}}, \quad (11)$$

where

a_{line} is the line attenuation (dB);

α_1 is the attenuation constant of the lowest loss mode (dB/km);

a_c is the modal conversion loss (dB) (refer to Figure 34),

$$a_c = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\text{total}}}{P_{\text{total}} - P_{\text{ground mode}}} \right);$$

a_{add} is the additional loss caused by discontinuities, e.g. coupling circuit, transposition, in dB;

l is the line length (km).

From the analysis of a considerable amount of experimental material and computer calculation, the following approximation for α_1 was found:

$$\alpha_1 \approx 7 \cdot 10^{-2} \left[\frac{\sqrt{f}}{d_c \cdot \sqrt{n}} + 10^{-3} \cdot f \right], \quad (12)$$

where

α_1 is the attenuation constant of lowest loss mode (dB/km);

f is the frequency (kHz);

d_c is the diameter of phase conductor (mm);

n is the number of phase conductors in bundle.

This formula will give a good approximation (approximately $\pm 10\%$ up to 300 kHz, $\pm 20\%$ up to 500 kHz) for most cases with line voltages above 150 kV and earth resistivity's around 100 Ωm to 300 Ωm .

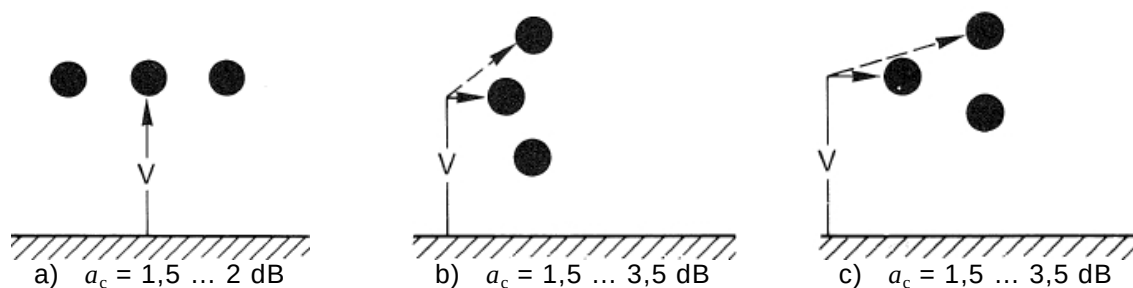
5.6.3.4 Homogeneous lines

The choice of coupling arrangement is less critical for vertical and triangular single-circuit lines than for double-circuit lines, but is essential for horizontal line configurations. Optimum coupling arrangements and modal conversion loss a_c for horizontal and triangular lines are shown in Figure 34.

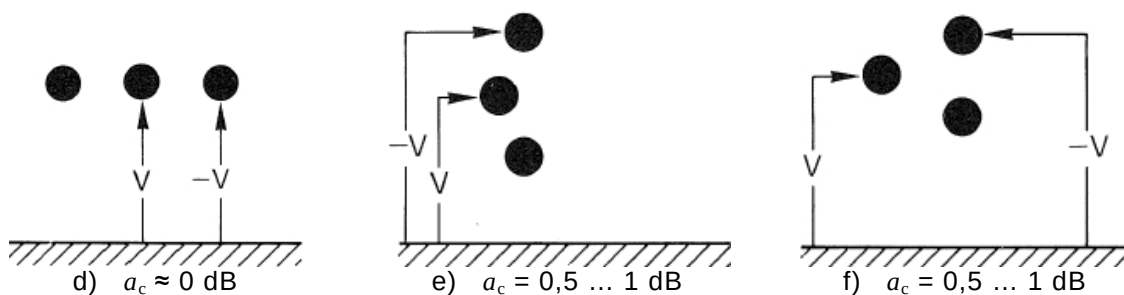
The following approximate figures for the additional loss a_{add} can be applied to different line configurations, provided that optimum coupling arrangements are as shown in Table 9:

- single-circuit, vertical or triangular:
 $a_{\text{add}} \leq 3$ dB for phase-to-earth and phase-to-phase coupling;
- double-circuit, vertical or triangular:
 $a_{\text{add}} = 2$ dB to 10 dB for phase-to-earth and phase-to-phase coupling;
 $a_{\text{add}} \leq 1$ dB for double differential coupling;
- single-circuit, horizontal:
 $a_{\text{add}} = 0$ dB for phase-to-earth coupling;
 $a_{\text{add}} = 0$ to 6 dB for phase-to-phase coupling.

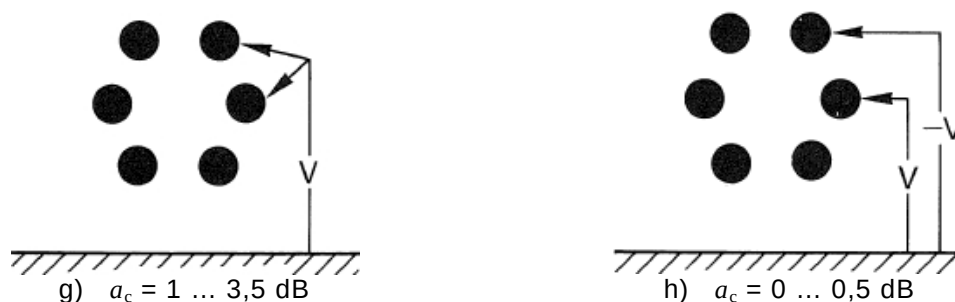
Single circuit lines – phase to earth coupling



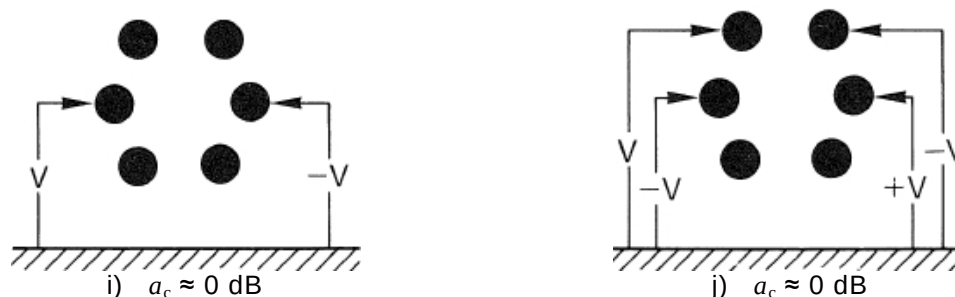
Single circuit lines – phase to phase coupling



Double circuit lines – coupling to one circuit



Double circuit lines – intercircuit coupling

Figure 34 – Optimum coupling arrangements and modal conversion loss a_c

5.6.3.5 Inhomogeneous lines

Inhomogeneities such as line transpositions, tapped lines or junctions of overhead lines with power cables may cause serious problems and, therefore, have to be studied carefully when planning a PLC network.

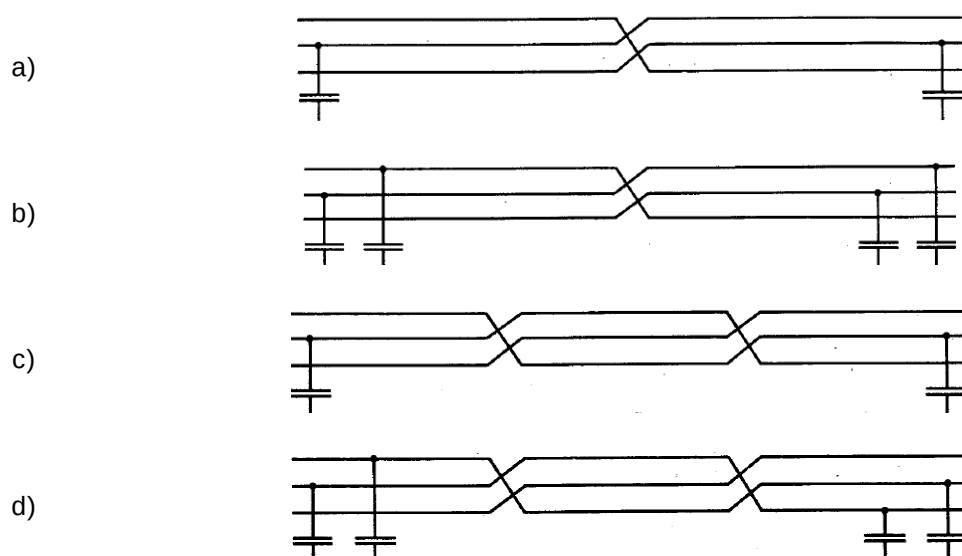


Figure 35 – Optimum phase to earth and phase to phase coupling arrangements

Line transpositions can lead to intolerably high line attenuation under certain circumstances. Their effect on carrier signal transmission depends on the line parameters, line length, coupling arrangement, type and number of transpositions, earth resistivity and carrier frequency.

- In the case of single-circuit vertical or triangular line configurations, the additional loss a_{add} is virtually independent of carrier frequency, type and number of transpositions, provided that coupling is done to electrically through-connected phase conductors. The following figures may be assumed:
 - phase-to-earth coupling: $a_{add} = 6 \text{ dB to } 12 \text{ dB}$;
 - phase-to-phase coupling: $a_{add} = 4 \text{ dB to } 8 \text{ dB}$.
- In the case of double-circuit vertical or triangular line configurations, the additional loss a_{add} depends on the number of transpositions, line parameters, ground resistivity, coupling arrangement and the product of carrier frequency and line length; figures of 2 dB to 10 dB, or even 20 dB have been measured. It is advisable, in critical cases, to calculate the overall attenuation with the aid of a modal computer programme or carry out field measurements should the line be available.
- In the case of horizontal line configuration, the choice of the correct coupling arrangement and carrier frequency range is essential. Assuming that the optimum coupling arrangements given in Figure 34 are used, the additional loss becomes:

a) In the case of mid-point transposition:

- phase-to-earth coupling (Figure 35 a): $a_{add} = 6 \text{ dB}$;
- phase-to-phase coupling (Figure 35 b): $a_{add} = 8,5 \text{ dB to } 12 \text{ dB}$.

for the whole frequency range and any line length, since modal cancellation cannot occur.

b) In the case of equi-spaced transpositions:

the additional loss depends very much on the carrier frequency, line parameters and earth resistivity and there is a risk of modal cancellation.

Therefore, the product of carrier frequency and line length ($f \cdot l$) should not exceed $10^5 \text{ kHz} \cdot \text{km}$ for line voltages up to 330 kV and $0,5 \cdot 10^5 \text{ kHz} \cdot \text{km}$ for higher voltages. Then for the majority of cases the additional loss will be of the order of:

- phase-to-earth coupling (Figure 35 c):

$a_{\text{add}} = 1 \text{ dB to } 10 \text{ dB}$; earth resistivity, $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$;

$a_{\text{add}} = 3 \text{ dB to } 8 \text{ dB}$; earth resistivity, $\rho = 30 \, \Omega\text{m to } 300 \, \Omega\text{m}$;

- phase-to-phase coupling (Figure 35 d):

$a_{\text{add}} = 0 \text{ dB to } 8 \text{ dB}$; earth resistivity, $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$;

$a_{\text{add}} = 2 \text{ dB to } 10 \text{ dB}$; earth resistivity, $\rho = 30 \, \Omega\text{m to } 300 \, \Omega\text{m}$;

The lower values of the ranges given are applicable for lower $f \cdot l$ products, the higher for $f \cdot l$ is given above.

The information given above for a_{add} is summarized in Table 9.

Table 9 – Additional loss a_{add} [dB] for various line configurations and optimum coupling arrangements

Line configuration and coupling Figure 34	Number of transpositions			
	0	1	2	More than 2
a) $\rho = 30 \, \Omega\text{m to } 300 \, \Omega\text{m}$	0	6	3 to 8 ^a	–
$\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$	0	6	1 to 10 ^a	–
b)	0 to 3	6 to 12	6 to 12	6 to 12
c)	0 to 3	6 to 12	6 to 12	6 to 12
d) $\rho = 30 \, \Omega\text{m to } 300 \, \Omega\text{m}$	0 to 4,5	8,5 to 11	2 to 10 ^a	–
$\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$	0 to 5,5	8,5 to 11	0 to 8 ^a	–
e)	0 to 3	4 to 8	4 to 8	4 to 8
f)	0 to 3	4 to 8	4 to 8	4 to 8
g)	2 to 10	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b
h)	2 to 10	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b
i)	2 to 10	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b	2 to 10 ^b
j)	0 to 1	0 to 4	2 to 8 ^b	2 to 8 ^b
a $l \cdot f_{\text{max}} \leq 1 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz} (\leq 330 \text{ kV})$; $l \cdot f_{\text{max}} \leq 0,5 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz} (> 330 \text{ kV})$. b $l \cdot f_{\text{max}} \leq 2 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz}$.				

Junctions of overhead lines with power cables result in an increased overall attenuation due to the mismatch loss at the junctions.

The PLC equipment should be matched respectively to the characteristic line impedance – or to the cable impedance. Sometimes, special measures are necessary to improve the return loss seen by the PLC transmitter coupled to the overhead line.

In the case of one junction only (Figure 36 a), the total attenuation a_{tot} (dB) can be written in the following form:

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{line}} + a_{\text{cable}} + a_m. \quad (13)$$

The mismatch loss a_m is virtually independent of the frequency and is of the order of 5 dB to 7 dB.

In the case of two junctions (Figure 36 b), standing wave effects occur and the overall attenuation then becomes as shown in equation (14):

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{line1}} + a_{\text{cable}} + a_{\text{line2}} + 2 \cdot a_m + a_s. \quad (14)$$

where

a_s is the additional attenuation due to standing wave effect.

Due to the frequency-dependent term a_s , the overall attenuation shows pronounced periodical fluctuations with frequency, particularly for small cable attenuations where a may vary between –7 dB and +5 dB. If the cable attenuation exceeds approximately 6 dB the fluctuations become less than ± 1 dB and, therefore, may be neglected.

The PLC sets at both line ends should be matched to the characteristic line impedance and again it may be necessary to improve the return loss, thus reducing the risk of inter-modulation in the transmitters.

In the case of a single three-phase cable, mode conversion takes place at both junctions, which is an additional loss over and above that due to the above-mentioned mismatch. The calculation of overall attenuation becomes complex and should be carried out by computer. This mode conversion does not occur with three separate single-conductor cables.

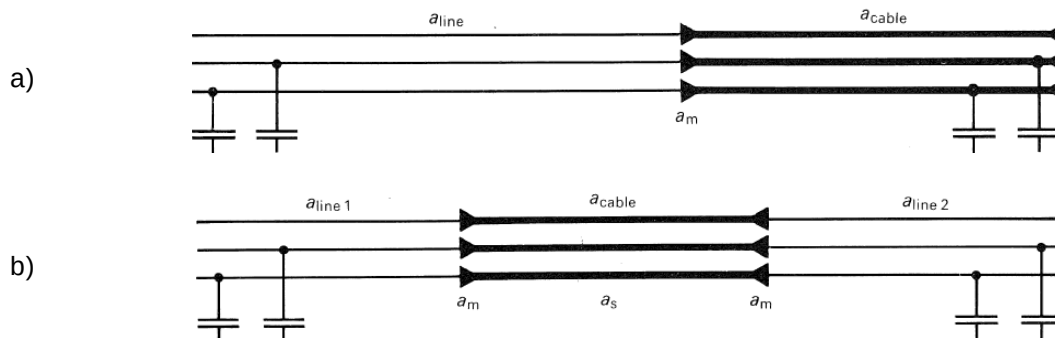


Figure 36 – Junctions of overhead lines with power cables

Tapped lines may cause serious problems due to the mismatch at the tee-point and standing wave effects on the untrapped tap-line. Without any additional means involved, the line attenuation would normally show accentuated peaks with spacing

$$\Delta f = \frac{150}{l_t}, \quad (15)$$

where

Δf is the spacing of attenuation peaks (kHz);

l_t is the length of the tap (km).

The most efficient means to overcome these attenuation peaks would be to trap all three phases of the tap-line at the tee-point. Normally it is sufficient to insert a line trap into the phase conductor of the tap which carries the most signal power on the main line. It is important that the line trap be designed for a minimum resistive component R_0 over the whole frequency band used in the system, rather than for a minimum $|Z_0|$ only.

If the line trap cannot be installed at the tee-point for some reason, there is also the possibility of inserting it at the far end of the tap. In this particular case, the trapped phase conductor shall be terminated by the line impedance, thus requiring an additional coupling capacitor in the substation.

5.6.3.6 Parallel lines entering a substation

A case that frequently occurs is where an existing line is diverted into a new substation built close to the line. The new substation then has two parallel entries from the original line and the existing PLC channels shall also be diverted, either as through-circuits which by-pass the new substation or as new PLC channels operating between the original PLC terminal ends and the new substation. This new configuration may result in an increase in attenuation at certain frequencies which can be overcome by introducing a phase-shift network in the CF by-pass at the new substation.

5.6.3.7 Line losses in bad weather conditions

The propagation of carrier signals along the line is affected by rain, fog, snow and ice. In the case of rain or fog, the increase of attenuation is generally small, and can be neglected.

In certain cases (in industrial areas or near the sea shore), a rain shower may produce a lower attenuation by cleaning the insulator surface of the power line.

In the case of ice, the situation is different since increase in attenuation may assume unacceptable values for the transmission link and shall be considered by the planning engineer.

However, it should be appreciated that overhead lines are rarely affected by ice over their total length. The increase of attenuation depends on the following:

- a) the configuration of the power line;
- b) the thickness of the ice sheath over the conductors;
- c) the ambient temperature;
- d) the frequency of the carrier signal; the higher frequencies are most affected.

Hoarfrost and ice coating of the phase-conductors may, under extreme conditions, cause the fair weather attenuation constant to be increased by up to six times for the affected sections of line. In the case of a 0,5 cm thick ice coating, the attenuation constant is increased by a factor of 1,5 to 2 for frequencies above 300 kHz. Factors at the lower end of the range would apply for bundle conductors. For this reason it is recommended that for lines subject to icing the lowest carrier frequencies should be utilized.

5.6.3.8 Coupling system attenuation and losses

Losses in the coupling equipment and carrier frequency connection:

According to IEC 60481 on coupling devices for PLC system the composite loss brought about by the quadripole made up of 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.

Typical attenuation figures for carrier frequency connecting cables are 1 dB/km to 5 dB/km in the frequency range from 30 kHz to 500 kHz.

5.6.3.9 Tapping losses

According to IEC 60353 on line traps the tapping loss should preferably not exceed 2,6 dB. This loss corresponds to a line trap impedance 1,41 times the characteristic impedance of a line.

5.6.3.10 Additional losses

Where a number of PLC sets are connected in parallel to transmit and receive via common coupling equipment, each set is subject to an additional coupling loss of 0,5 dB to 1 dB; due allowance for this should be made when carrying out the overall loss calculations on the link.

5.6.3.11 CF by-pass losses

The design of high-voltage network does not always correspond with the communications requirement of that network, in that the high-frequency channels are not always required to terminate at the sense terminal as the power termination.

In some cases the carrier channel are required to transmit over two sections of a line which may have a discontinuity due to the power system configuration.

In others cases some channels are required to terminate at the mid-point whilst others are transmitted through this point.

It is uneconomical from the point of view of cost and frequency planning to provide a full carrier termination to bring the whole circuit down to a voice frequency basis, and in these circumstances the conventional method of achieving this is to provide a high-frequency by-pass circuit.

In order to do this and to prevent dangerous voltages from the live power line section being transferred from one side of the disconnected section to other, by-pass circuits can be introduced which consist of normal coupling units built as band-pass filters and simply interconnected by a coaxial or balanced pair cable with conventional line traps arranged in the usual manner.

The pass band of this arrangement corresponds to that of the usual coupling arrangements.

The additional attenuation introduced by such a by-pass consists of the losses introduced by the coupling devices, line matching units, cable connections etc. Typical values are 4 dB to 8 dB in the case of a through-connected by-pass and 5 dB to 9 dB where there is local connection.

5.6.4 Channel frequency and impulsive response

The transfer function or the frequency response $H(f)$ completely describes how the circuit processes the input to produce the output. The transfer function reveals how the power line channel modifies the input amplitude in creating the output amplitude.

The impulse response $h(t)$ of a power line channel refers to the reaction when a brief input signal, called an impulse is applied to its input. More generally the impulse response describes and characterizes the reaction of the system as a function of time.

Thus the two functions $H(f)$ and $h(t)$ fully represent the behaviour of the power line channel but using different domains respectively frequency and time.

Figure 37 represents the EHV $H(f)$ and $h(t)$ typical response and Figure 38 represents the MV $H(f)$ and the $h(t)$ typical channel response.

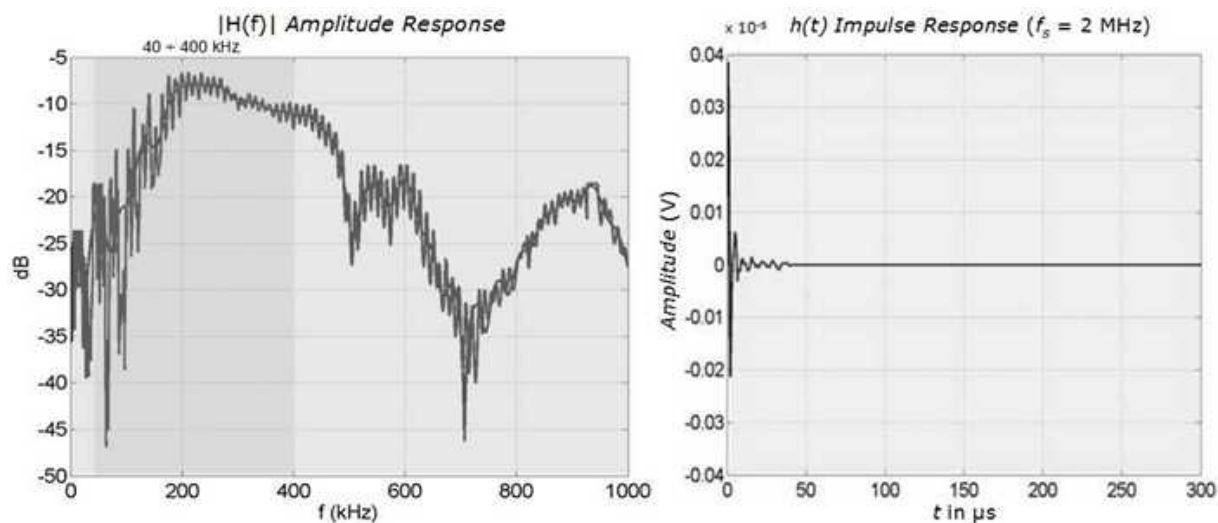


Figure 37 – EHV $H(f)$ and $h(t)$ typical channel response

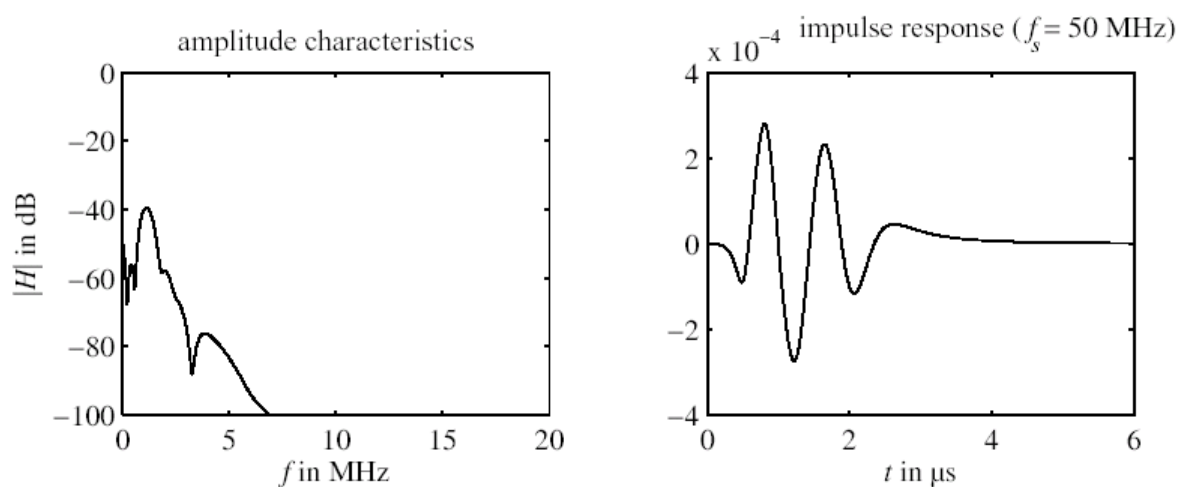


Figure 38 – MV $H(f)$ and $h(t)$ typical channel response

Figure 39 provides an example of the attenuation of a real HV power over the frequency range from 40 kHz to 500 kHz.

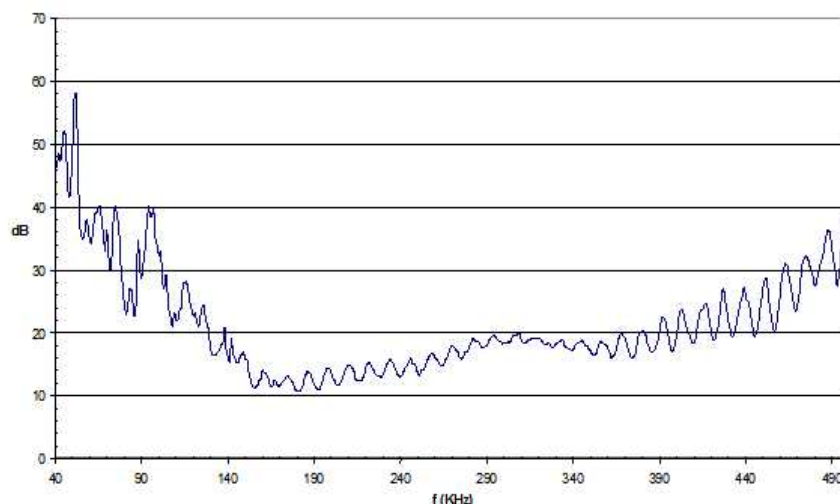


Figure 39 – Attenuation versus frequency of a real HV power line channel

5.6.5 Noise and interference

5.6.5.1 General

Noise may be defined as any unwanted signal that interferes with the communication or processing of an information-bearing signal. There may be several varieties of noise that could degrade the quality of communication, such as background noise, narrowband noise, electromagnetic radio-frequency noise, co-channel interference, impulsive noise, etc.

Special attention should be paid to all kinds of impulsive noise since digital PLC systems are very sensitive to them and this class of noise has been insufficiently considered so far. Recent approaches to apply existing concepts of data transmission from other areas of communications techniques on transmission over power line networks have proven that all requirements cannot be met without having detailed knowledge of the channel and without adapting the concepts to its properties.

For assessment of the influence of noise on digital data transmission, in the following the noise scenario is classified and shortly described.

Depending on its source for PLC considerations, it is convenient to classify a noise into a number of categories as follows:

- Background noise;
- Impulsive noise (isolated spikes, periodic, aperiodic, burst);
- Interferences.

Annex E provides information about noise measurements.

5.6.5.2 Background noise

The common sources of background noise include power lines grid corona noise, transformers, generators, switchers, breakers, insulators and for lower voltage grid also motors and motor starters, oscillators, relay.

However the main contribution on EHV and HV is due to corona noise, which is random noise caused by irregular electric discharges across insulators and conductors (corona, brush discharge).

Corona noise only approximates to “white” since its amplitude tends to decrease as frequency increases. In addition, since the noise is generated during positive half-cycles of the line voltage, it consists essentially of bursts of trains of short pulses having a fundamental burst repetition frequency of 150 Hz (for a three-phase 50 Hz system).

Background noise is partially overlaid by narrow-band noise. Narrow-band noise sometimes is considered as a part of background noise. Its intensity and frequency varies over place and time. The main sources for narrow-band noise are broadcasters in long, middle and short wave range as well as several radio services like amateur radio, so that almost the whole frequency range up to several MHz is overlaid by narrow-band noise. A part of a noise spectrum with clearly visible narrow-band noise is shown in Figure 40.

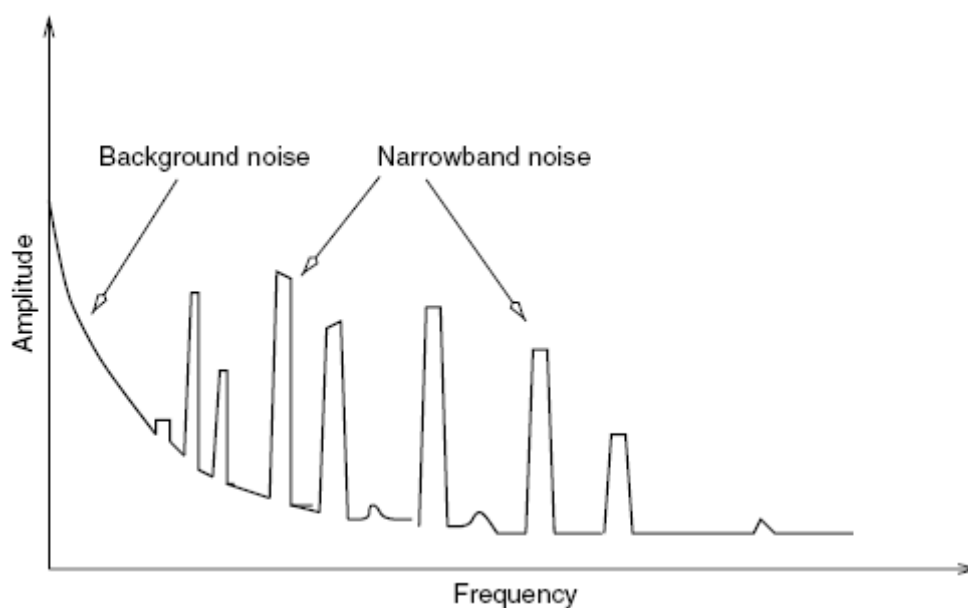


Figure 40 – Background noise

Generally, the power density of background noise decreases towards higher frequencies.

For practical purposes the noise can be considered white in the nominal carrier frequency band in the 40 kHz to 500 kHz range.

Typical overall noise power levels, referring to the coupling point of the HV line itself, are shown in Table 10. These figures are given for fair and adverse atmospheric conditions, and apply both for phase-to-earth and phase-to-phase coupling.

**Table 10 – Typical power of corona noise power levels,
referring to a 4 kHz bandwidth
for various EHV/HV system voltages**

AC Line voltage kV	Typical corona noise levels in 4 kHz on overhead high voltage lines	
	Fair weather dBm	Adverse weather dBm
up to 110	-50	-30
150	-45	-25
220	-40	-20
300	-35	-15
400	-30	-10
800	-20	0

NOTE Considerable variations to the above figures are possible due to differences in the design parameters of the overhead line which result in differences in the voltage gradient at the surface of the conductors for similar line voltages. Other variations are possible due to the construction, altitude and age of the line, whilst the effect of weather can also be significant, for example during mist, rain and hoarfrost.

Corrections for different bandwidths (BW) can be made by using the following equation:

$$\Delta P_n [dB] = 10 \log \left(\frac{BW \text{ (kHz)}}{4 \text{ (kHz)}} \right). \quad (16)$$

Figure 41 shows an example for the background noise power spectral density over frequency, while Figure 42 shows the variation of the noise spectrum over time.

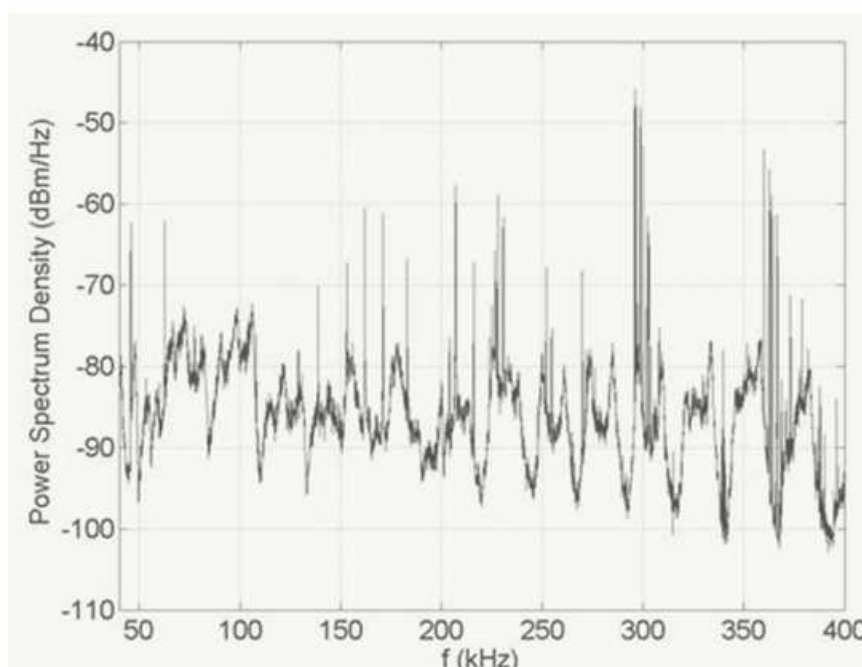


Figure 41 – Background noise over frequency

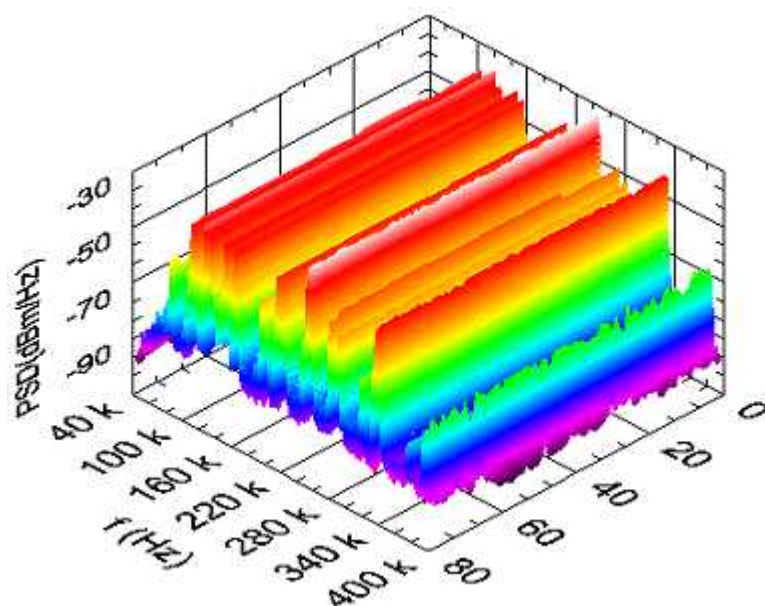


Figure 42 – Variations of the background noise spectrum over time

5.6.5.3 Impulsive noise

Impulsive noise as shown in Figures 43 and 44 consists of short-duration “on/off” noise pulses, caused by a variety of sources. The presence of short spikes and bursts of high amplitude over electricity power lines are mainly due to operation of isolators and breakers and by lightning, flashovers and the like.

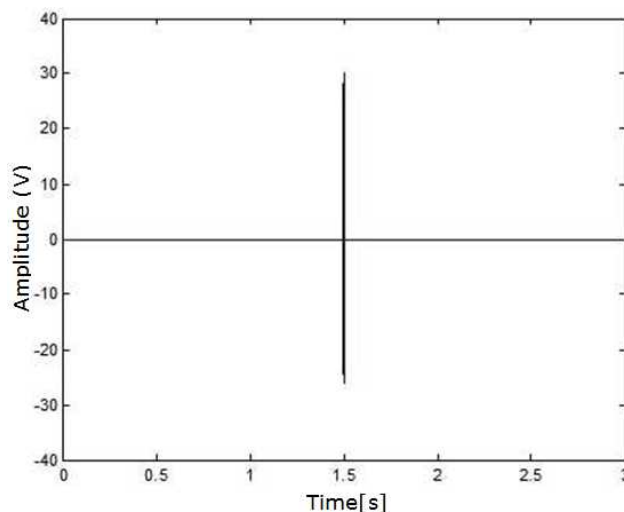


Figure 43 – Isolated pulse

Beside isolated pulses there are the so called transient noise pulses often consist of a relatively short sharp initial pulse followed by decaying low-frequency oscillations. They result from the combination of an initial pulse usually due to some external or internal impulsive interference, whereas the oscillations are often due to the resonance of the communication channel excited by the initial pulse, and may be considered as the response of the channel to the initial pulse.

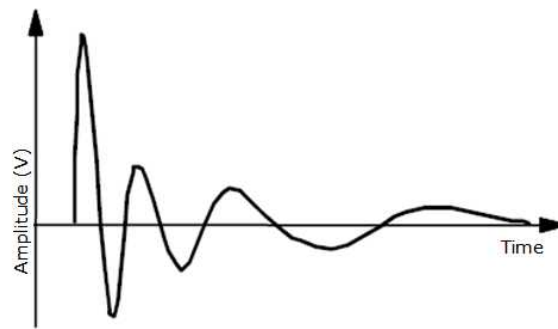


Figure 44 – Transient pulse

It is not uncommon to find over a power line a short sequence of pulses known as burst pulses. Depending on the nature of the generating source they could be periodic as shown in Figure 45 or aperiodic as shown in Figure 46.

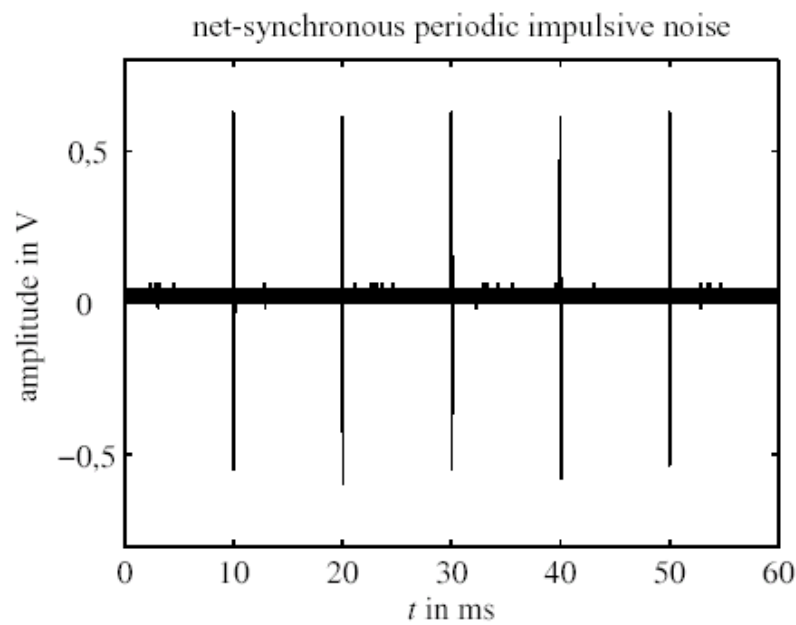


Figure 45 – Periodic pulses

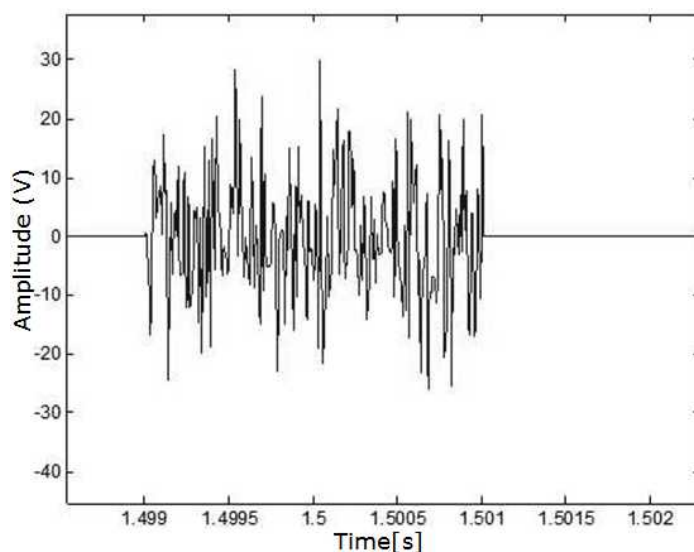


Figure 46 – Burst pulses

Impulsive noise measurements should be performed using appropriate instrumentation setup working on time domain like oscilloscope with digital advanced functionalities.

However a first basic preliminary characterization could be performed using a simple selective voltmeter like in the past.

Atmospheric discharge caused by lightning consists frequently of a number of consecutive partial discharges in irregular sequence with a spacing varying between 8 ms and 400 ms. When lightning strikes the line or near the line (tower, ground wire) the impulse-type noise voltages again have a high amplitude of the order of +20 dBV to +35 dBV.

Flashovers on a power system result in the production of broadband energy. In general, the onset of a fault is so rapid and the fault current so high that the arc path quickly becomes highly ionized. At the onset of the fault and before the arc is fully established, the noise levels on the high and extra high voltage networks are of the order of +15 dBV to +25 dBV and have a duration of about 2 ms to 10 ms. When the arc has become established, the noise falls to a lower level of about –15 dBV to –25 dBV.

The operation of circuit-breakers for energizing and de-energizing lines produces noise of magnitude varying from –10 dBV up to +25 dBV and having a duration of about 10 ms.

Normal switching operations involving slow speed isolators (“disconnect”) may occur frequently. The interference so generated is characterized by high amplitude noise of the order of +20 dBV to +35 dBV and relatively long duration, i.e. 0,5 s to 5 s, depending on the isolator design. The weak ionization of the arc results in repeated restriking (both on opening and closing) which produces high-amplitude trains of high-frequency oscillations within the area of the substation. These oscillations are coupled in the substation to HV-lines in various ways, for example, by direct coupling, by induction, by leakage or by the common earthing system.

The information given above for impulse-type noise is summarized in Table 11.

Table 11 – Typical average impulse-type noise levels, measured at the HF-cable side of the coupling across 150 Ω in a bandwidth of 4 kHz

Source	Level dBV	Pulse density Pulse/s	Duration ms
Lightning discharge	+25	1 to 40 average 2 to 3	Up to 1 000
Isolator switch (bus bar on or off)	+25	300 to 900	500 to 5 000
Circuit breaker (line on or off)	+20	1 000 to 2 000	5 to 20
Circuit breaker (short circuit off)	+4	1 000 to 2 000	5 to 20
Ground fault (onset of line fault)	+20	1 000 to 2 000	5 to 20
Burning arc	–20	100 to 300	–
NOTE Subtract 4 dB for 2,5 kHz bandwidth.			

5.6.5.4 Interference

Interference is caused by unwanted signals from other equipment on the same line or in the same geographical area.

The reasons for interference are:

- bad frequency planning;
- faulty existing equipment;
- external sources.

Power line carrier systems can suffer from interference, particularly from other power line carriers operating elsewhere on the power network, owing to leakage and coupling of energy past the line traps.

This effect has to be taken into account in planning any PLC installation and in recommending the choice of a particular frequency.

Depending on the particular system design, energy from external sources such as open-wire carrier systems and more particularly from MF and LF radio transmitters may be picked up and enter the carrier receivers.

The radio systems which could be involved in interference include maritime and aeronautical systems, broadcasting services and some systems operating in the MF and LF bands. One major category is that of aids to navigation such as the OMEGA, DECCA, CONSOL guidance systems and approach locators at airports.

Some services necessitate protection of very weak signals, particularly when human life is at stake. The necessary protection can be assessed by appropriate frequency and geographical separation. This can be achieved by continuous co-operation and consultation between appropriate services.

In many cases the relative signal ratios required for protection are laid down by the ITU Radio Regulations (RR) and by Annex 10, Volume V to the ICAO (International Civil Aviation Organization) Convention for protecting radio services.

Where there is a mutual conflict of interests between the authorities responsible for HV networks and aeronautical services, consultation should then take place between the authorities concerned on a national basis.

One may gain an idea of protection afforded, if one notes that, at the limit of the normal area of use of aeronautical locators (ranging generally from 15 to 100 nautical miles) the signals received from the locator is required to be greater than +37 dB in relation to 1 $\mu\text{V/m}$ and that there is to be a ratio of 15 dB between the locator signal and any interfering signal at the same frequency.

6 Planning DPLC and APLC links and networks

6.1 General

Before planning a PLC system it should be clarified the needs that the user has. Today there are available different types of PLC terminals, pure analogue, pure digital and combined systems. The HF bandwidth needed for each type depends on the capacity offered by each one. So, it is important to know the present and future needs about the services to be transmitted in order to make a good choice of the equipment to be used.

Apart from the transmission capabilities, the systems usually offer additional features to be taken also into account. These features refer to facilities like management and maintenance options that today are considered essential for the exploitation of a communication system.

The starting points to be considered when planning a PLC system can be summarized as follows.

a) Type of interfaces needed:

- Analogue interfaces for analogue applications/services such as speech, analogue signals delivered by modems, typically for low data speed applications, and analogue signals coming from teleprotection terminals. The modems and teleprotection terminals mentioned can be external units or in built optional modules in the same PLC system. In these cases, the services are organized using FDM technique making blocks of 4 kHz baseband units. Depending on the total number of services needed, one or several 4 kHz channels could be needed.
- Digital interfaces for those applications/services that are already available in digital format at the user premises. In this case the number and type of interfaces should be known. Also the speed in bits per second of each service has to be taken into account. The different digital data streams are organized using TDM technique giving place to a digital frame containing the user services plus internal information for synchronism purposes among others such as redundancy for BER improvement and management facilities. Of course this digital frame has a digital speed that is higher than the addition of the individual speed of each user services.

This digital frame is processed by means of a digital modulation, such as QAM or OFDM, giving place to an analogue signal having a total bandwidth that depends on the total speed and the spectral efficiency of the digital modulation used.

When speech has to be transmitted using digital transmission, the analogue speech signal is first digitized and properly processed so that it is converted to a digital format.

When teleprotection information is transmitted using digital systems in fact the teleprotection signal is transmitted in the typical analogue concept in order to avoid the additional delay usually introduced in the coding-decoding process for the digital services. Another effect to consider is due to the very high noise level present during a line fault degrades seriously the digital transmission.

In both cases the analogue 4 kHz basebands and the analogue band containing the digital services are transposed to the desired HF location and transmitted to the power line through the coupling devices.

b) Performance of the system:

There are several considerations that play an important role on the performance of the PLC link. These items are considered in Clause 7.

Here only a brief summary is given. The key point is the signal to noise ratio at receive side that of course depends on the transmitted power, the link attenuation and the noise level.

In Clause 5, all topics related to attenuation and noise are covered.

To improve the transmission quality, some techniques of coding are used in digital systems. The main drawback of these techniques is an increase of the latency of the overall transmission.

6.2 APLC link budget

Analogue PLC transmission has been used for a long time and the type of modulation used, single side band (SSB) is mature and very well-known by PLC users. Only the technology used in the terminals is changing in order to include more facilities related to ease of commissioning and improved management facilities.

In an APLC system as shown in Figure 47, only signals in analogue format are transmitted such as speech, narrow band pass signals delivered by modems that are used for low speed data transmission and teleprotection signals. It is common practice, when needed, to use the total useful baseband only for data transmission, using a more sophisticated modem or to devote the baseband channel for teleprotection transmission purposes.

Depending on the total number of services to be transmitted, single channel or twin channel APLC terminals are in general used.

When speech is transmitted, the corresponding interface includes the facility for pulse dialling transmission. The speech signal is low pass filtered in order to fix the bandwidth used for this service and amplitude limited in order to avoid over-modulation in the power stage of the APLC terminal. Using a compandor circuit or process for the speech channel improves the signal to noise ratio for speech by about 10 dB.

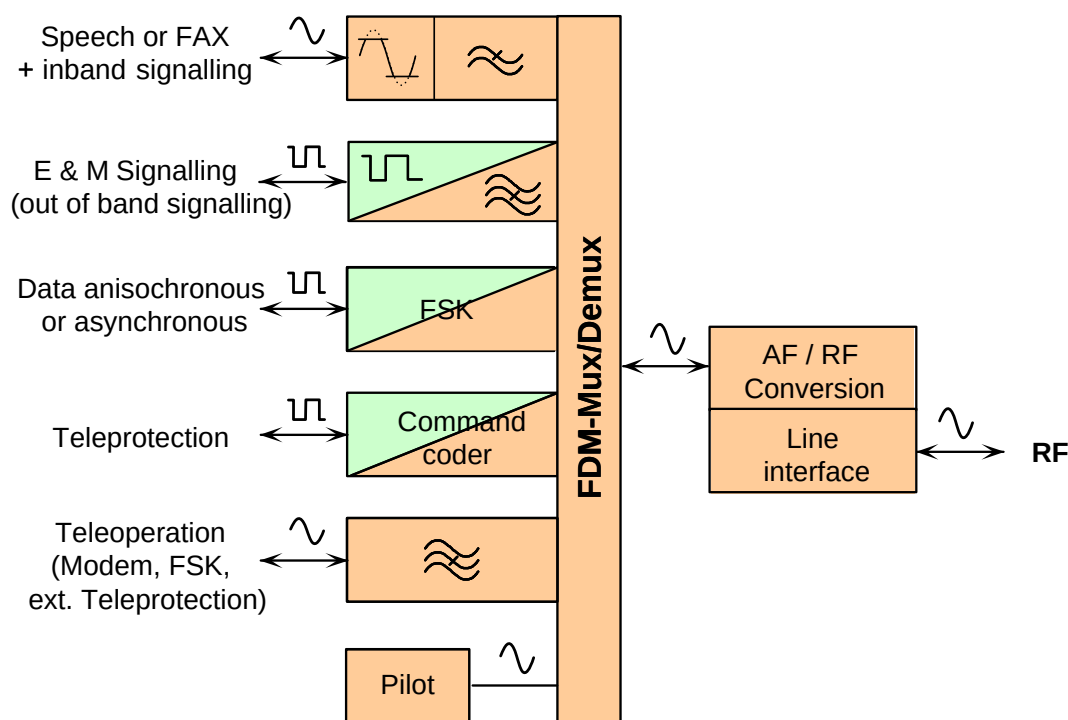


Figure 47 – APLC equipment architecture

Pilot signals, one in total or one per 4 kHz baseband channel, are also included in order to allow the automatic gain control (AGC) function to be carried out at receive side. This function

has the purpose of compensating the HV line attenuation variations due to weather changes or changes of HV system topology that can cause variations in the link attenuation.

Depending on the facilities included in the specific PLC terminal, sometimes pilot signals are also used for other functions apart from the AGC process. Often these additional functions are related to management facilities.

The baseband is arranged in frequency division multiplexing (FDM) concept, in other words, each service to be transmitted, including the pilot signal, has a specified bandwidth that allows to combine all services, each one occupying a different range of frequencies, without any frequency overlapping between them.

Once the baseband is arranged as far as frequency allocation of each service is concerned, then the amplitude level of each service has to be decided. The goal is to maximise the performance of the PLC communication under white noise conditions. This is achieved by setting the individual signal levels according to the following two rules:

- Rule 1: The individual signal powers shall be proportional to the product of signal to noise power ratio, peak to average power ratio, bandwidth and, if required, an additional safety margin of the individual signals.
- Rule 2: The peak voltage of the sum of the individual signals shall be as high as possible, but not higher than the peak voltage that can be delivered by the power amplifier.

Annex C explains the formulas behind these rules.

The resulting set of individual signal levels for each service is the APLC link budget. Equivalently, the modulation percentages can be used to specify the signal levels. Usually, the link budget is fixed by the manufacturer and the individual signal levels are given in the documentation. In case individual signal levels can be chosen by the user, it is important to understand the concept of the link budget.

As an example, assume that the following signals have to be transferred over the link:

- 1 speech channel,
- 2 data channels 200 Bd,
- 1 voice band modem,
- 2 pilot channels.

Figure 48 shows a possible arrangement of these signals in two baseband channels of 4 kHz each.

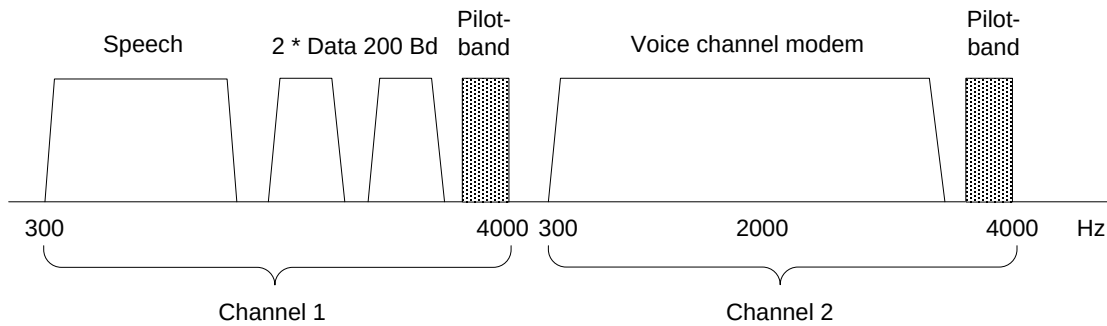


Figure 48 – Example for a signal arrangement in two baseband channels

The signals are characterized by the quantities addressed in Rule 1 as shown in Table 12.

Table 12 – Signal parameters

Type of service or signal	Number of services, each type	Peak to RMS ratio dB	Bandwidth kHz	Required SNR dB	Additional SNR safety margin dB
Speech	1	6,0	2,00	15,0	0,0
Pilot	2	3,0	0,50	15,0	6,0
FSK 200 Bd	2	5,0	0,48	15,0	0,0
Voice band modem	1	10,0	3,40	25,0	0,0

Table 13 shows the calculated link budget for an RF PEP of 46 dBm. Note that the RMS power of the RF signal is about 10 dB lower than the PEP of the RF signal. Moreover, 83,0 % of the RMS power is given to the voice band modem, which occupies the highest bandwidth, has the highest PAR and requires the highest SNR. The remaining signals get only a few percent of the total RMS power.

Table 13 – Link budget

RF PEP = 46 dBm		At RF connector, transmitter side			
Type of service or signal	Number of services, each type	Absolute peak level, each service dBm	Absolute RMS level, each service dBm	RMS power of services, per type mW	Percentage of total RMS power, per service type %
Speech	1	29,2	23,2	207	4,9
Pilot	2	26,1	23,1	413	9,7
FSK 200 Bd	2	22,0	17,0	100	2,3
Voice band modem	1	45,5	35,5	3 525	83,0

Total

RF RMS =	36,3 dBm	100 %
-----------------	-----------------	--------------

The levels at the receiver input can be calculated when the path attenuation – i.e. the attenuation from transmitter to receiver including the coupling losses – is known. Table 14 shows the resulting RMS levels at the receiver input assuming a path attenuation of 25 dB. In addition, the table shows the maximum allowed RMS noise levels for adequate performance of each service.

Table 14 – Signal and allowed noise levels at the receiver input

RF PEP = 46 dBm Path attenuation = 25 dB			At RF connector, receiver side	
Type of service or signal	Number of services, each type	Percentage of total RMS power, per service type %	Absolute RMS level, each service dBm	Max. allowed noise level in 4kHz, each service dBm
Speech	1	4,9	–1,8	–13,8
Pilot	2	9,7	–1,9	–7,8
FSK 200 Bd	2	2,3	–8,0	–13,8
Voice band modem	1	83,0	10,5	–13,8
Total				
		100,0 %		

The additional safety margin of 6 dB for the pilots as given in Table 12 is clearly visible. The conclusion is that the link shows adequate performance for noise levels of up to –13,8 dBm in 4 kHz. Taking into account coupling losses of about 4 dB, the line noise level can be up to –9,8 dBm in 4 kHz. According to Table 15, the link can be operated on AC lines with voltages up to 400 kV AC.

Table 15 – Typical corona noise levels for AC overhead lines

AC Line voltage kV	Typical corona noise levels in 4 kHz on overhead high voltage lines	
	Fair weather dBm	Foul weather dBm
up to 110	–50	–30
150	–45	–25
220	–40	–20
300	–35	–15
400	–30	–10
800	–20	0

When teleprotection service is transmitted together with other services, it is common practice to consider two different possible transmission states. One of them, usually known as quiescent conditions, is when the teleprotection signal is the one corresponding to the state when nothing abnormal happens in the protected line. This signal known as guard signal is transmitted sharing the total output power with the other services. The other possible state takes place when the teleprotection signal transmitted is the one corresponding to a command transmission that is due to some fault in the HV line. This signal sometimes is called trip signal and it is transmitted only for a short time, typically a few 100 ms. Obviously in this case the teleprotection signal transmission has priority over the other services and it is common practice to stop the transmission of all services except for the teleprotection signal so that the maximum output power can be assigned to teleprotection transmission in order to maximize the signal to noise ratio at receive side, improving the teleprotection action.

In this case, two sets of level adjustments have to be defined: One of them for quiescent conditions and the other one during trip transmission conditions. Usually, the level settings for both cases are fixed by the manufacturer and given in the documentation.

6.3 DPLC link budget

The basis for DPLC systems planning is similar to that for APLC systems the main difference being the characteristics of the digital modulation used. The functional block diagram of a digital PLC system is shown in Figure 49. The signals of the user interfaces are converted to digital format usually in accordance with well-defined standards. This means that physical connections and bit rates are known.

If the system has more than one interface, a TDM multiplexer is used to combine the user side bit streams into one single aggregate bit stream that also contains information needed for internal link operation such as synchronism between the two ends of the link plus information for management purposes. In case only one service has to be transmitted, TDM multiplexing is not required.

Additional coding techniques can be applied to the aggregate bit stream in order to improve the overall operation against noise. The aggregate bit stream is converted to a band limited signal by the DPLC modem typically using OFDM or QAM modulation. This signal is transposed to the desired frequency inside the HF PLC band and transmitted through the HV line using the same type of coupling devices as for the classical analogue terminals.

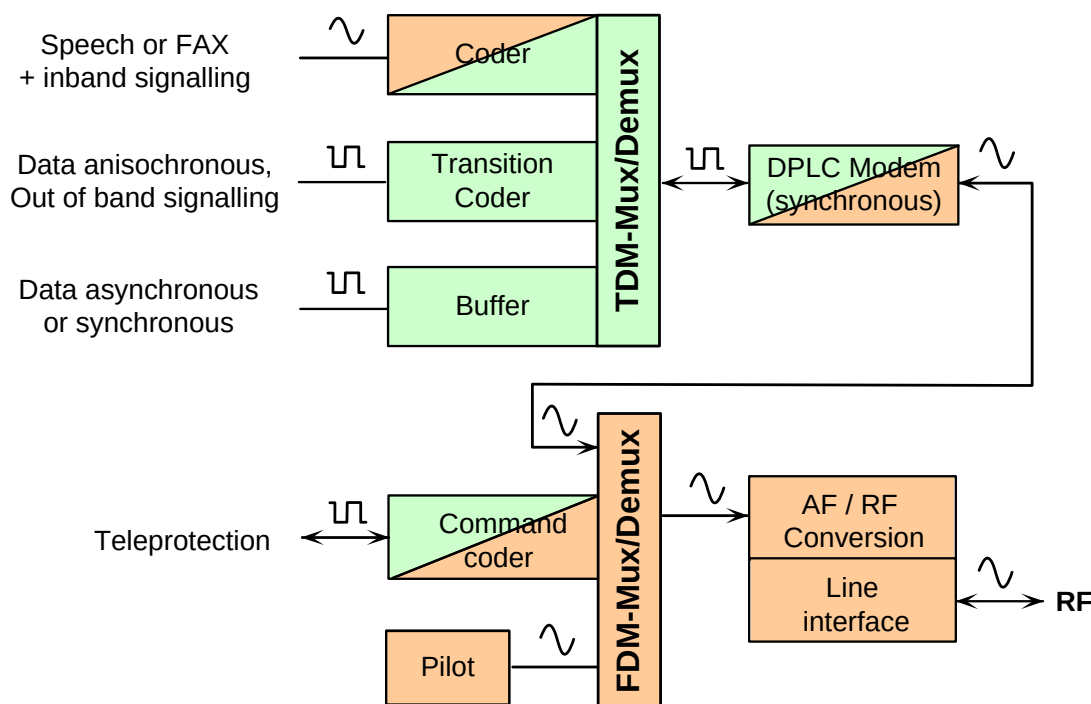


Figure 49 – DPLC equipment architecture

As shown in Figure 49, the interface signals have to be pre-processed before they can be inserted into the TDM frame:

- Synchronous or asynchronous data signals have to be buffered.
- Transferring the data transitions of anisochronous data signals with sufficient time resolution requires oversampling as e.g. described in ITU-T recommendation R.111.

NOTE This produces several bits (typically 5 to 10) of synchronous data for every bit of anisochronous data.

- Speech is converted into digital form using a suitable coder. A possible coder is described in the standard ITU-T G.723.1.

Clearly, the gross aggregate data rate, i.e. the data rate of the aggregate bit stream including overhead to be transmitted by the DPLC modem, cannot be lower than the sum of the data

rates of the individual services after pre-processing. The overhead is due to the TDM framing and is usually documented by the manufacturer.

The AGC control method is not standardized and every manufacturer is using its own method. In the case teleprotection is needed, the APLC teleprotection concept is used and there are different methods of sharing the total bandwidth between the signal containing the digital information and the teleprotection signals.

As for analogue PLC, the peak value of the combined signal i.e.: the digital modulated signal plus teleprotection guard signal (if present) plus some pilot signal (in those cases when the AGC is carried out by means of such pilot signal) should correspond to the peak value for the output PEP at HF transmission side. The percentage of the total value assigned to each service (data, teleprotection and pilot) should be in accordance with the bandwidth used for each service and affected by a factor in order to modify the signal to noise ratio at the input of the receive end once the noise level and attenuation are taken into account for a given output power.

In DPLC links, special care has to be taken because the PAR of the DPLC modem signal is quite high – typically 10 dB. In other words, the average power of that signal can be relatively low for common values of PEP. It should be noted that the SNR for the DPLC modem signal at the receive end has a direct influence on the bit error rate (BER) of the recovered data at the receiver output when data is transferred to the user (see Clause 7). In order to improve this behaviour, some techniques like additional coding can be used.

A parameter that characterizes the DPLC modulation is the digital efficiency. It is obtained by dividing the data rate of the aggregate bits stream by the bandwidth used for DPLC signal. The higher this value the better is the use of the spectrum. However, high values of spectral efficiency could make the transmission quality very sensitive to the SNR unless additional coding is used that in turn could introduce additional delay (latency).

For planning purposes, a trade-off between the digital speed, bandwidth needed, latency and quality as a function of the SNR has to be chosen depending on the application under consideration.

As an example, assume that an 19,2 kbit/s asynchronous data channel plus a number N_{SP} of speech channels, each coded into a bit stream of 5,3 kbit/s, have to be transmitted. The resulting net aggregate data rate DR_N equals $(19,2 + 5,3 \cdot N_{SP})$ kbit/s. With an overhead of 1 kbit/s for the TDM frame, 0,2 kbit/s for the anisochronous channel and 0,3 kbit/s for each speech channel, a gross aggregate data rate DR_G of $(1 + 0,2 + 19,2 + ((0,3 + 5,3) \cdot N_{SP}))$ kbit/s = $(20,4 + 5,6 \cdot N_{SP})$ kbit/s is obtained. If the channels are ordered according to priority, the diagram shown in Figure 50 can be drawn. As the 19,2 kbit/s data channel has the highest priority, a DPLC system offering a gross aggregate data rate of at least 20,4 kbit/s is required. If the DPLC system offers data rates of e.g. 32 kbit/s or 64 kbit/s, 2 or 7 speech channels can be transmitted in addition to the data channel.

Most manufacturers offer DPLC systems with several nominal bandwidths, typically 4 kHz, 8 kHz and/or 16 kHz. Moreover, some offer more than one data rate per bandwidth. In this case, a feature called “Automatic data rate adaptation” may also be available. If this feature is activated, the DPLC modem automatically switches between the available data rates – or a selection thereof – depending on the prevailing noise level.

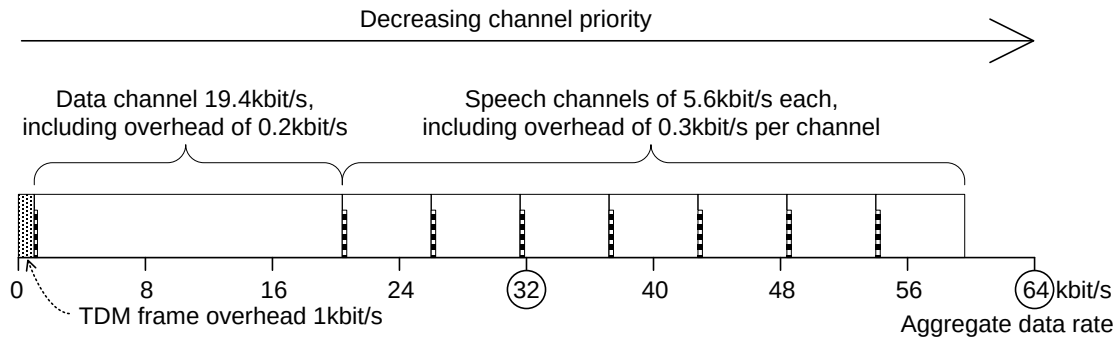


Figure 50 – Example for a DPLC channel arrangement

To decide on the required DPLC bandwidth, the efficiency curve should be consulted. Table 16 gives possible solutions based on the efficiency curve shown in Figure 51.

Table 16 – Possible solutions for the example of Figure 50

Aggregate data rate kbit/s	Bandwidth kHz	SNR [dB]
64	16	22
32	16	14
64	8	40
32	8	22
32	4	40

The maximum allowed line noise level in 4 kHz can be evaluated using

$$N_{in4kHz} = S_{RxLineEnd} - SNR_{DPLC} - 10 \times \log \left(\frac{B_{DPLC}}{4kHz} \right), \quad (17)$$

where

$S_{RxLineEnd}$ is the RMS power of DPLC signal at the receiving end of the HV line

SNR_{DPLC} is the required SNR inside the DPLC band in dB,

B_{DPLC} is the DPLC bandwidth in kHz.

The value of $S_{RxLineEnd}$ is obtained from

$$S_{RxLineEnd} = PEP_{RF} + 20 \times \log(m_{DPLC}) - PAR_{DPLC} - Att_{Line} - Att_{CplTx}, \quad (18)$$

where

PEP_{RF} is the peak envelope power of the at the transmitter output in dBm,

m_{DPLC} is the modulation factor of the DPLC signal, takes into account possible pilot and teleprotection guard signals also to be transmitted,

PAR_{DPLC} is the peak to average ratio of the DPLC signal in dB,

Att_{Line} is the line attenuation in dB,

Att_{CplTx} is the coupling losses on the transmitter side of the line

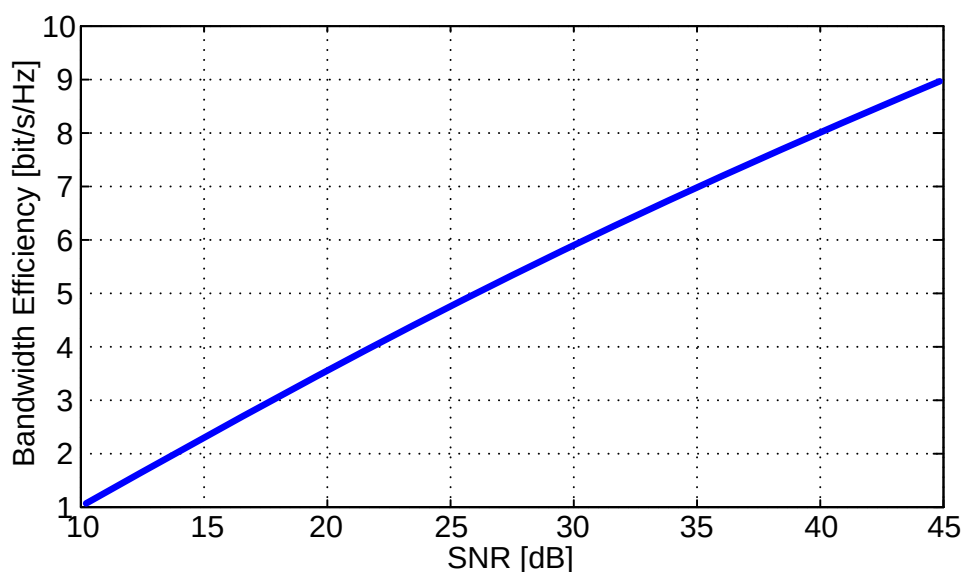


Figure 51 – Typical DPLC bandwidth efficiency for a BER of 10^{-6}

The equations (17) and (18), together with the efficiency curve of Figure 51 and the typical corona noise levels for HV overhead lines according to Table 15 relate the DPLC data rate to the voltage of the HV line suitable to operate the DPLC link. The relation is shown graphically in Figure 52 for $S_{RxLineEnd} = 15$ dBm and for the bandwidths 4 kHz, 8 kHz and 16 kHz.

From Figure 52, the following observations can be made:

- For a bandwidth of 4 kHz, the data rate is limited to about 32 kbit/s. Under fair weather conditions, operation at 32 kbit/s is possible over HV lines of up to 400 kV, but under adverse weather conditions, only HV lines with voltages of 150 kV or lower are possible.
- With a bandwidth of 8 kHz, a data rate of 64 kbit/s is possible for HV lines up to 400 kV under fair weather conditions. However, the data rate has to be reduced to 32 kbit/s under adverse weather conditions, which requires a DPLC system supporting automatic data rate adaptation.
- If automatic data rate adaptation is not available and the link is required to operate in a bandwidth of 8 kHz over a 400 kV line under adverse weather conditions, a data rate of 32 kbit/s or lower shall be chosen.
- Increasing the bandwidth to 16 kHz does not clearly allow reaching a data rate of 64 kbit/s over 400 kV lines under adverse weather conditions. A line noise calculation or measurement could be done to clarify the situation.

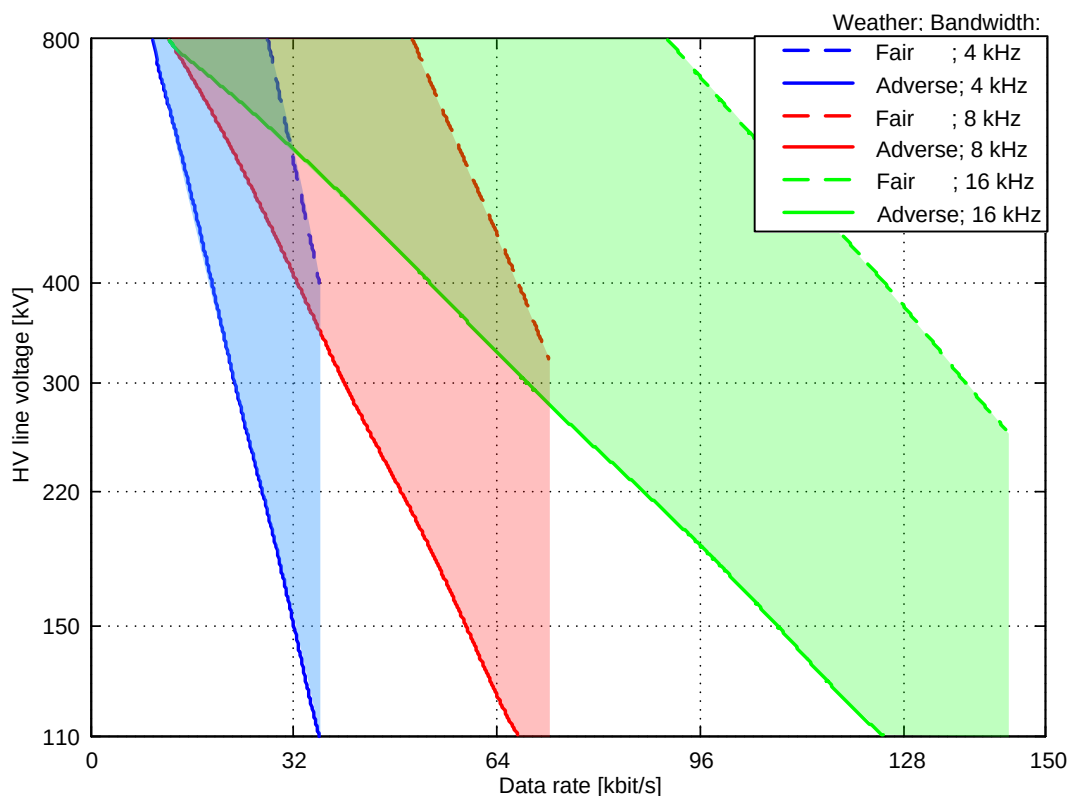


Figure 52 – HV line voltage ranges

One possibility for automatic data rate adaptation is based on switching on or off individual services. This is shown in Figure 53 for the example of Figure 50: Under adverse weather conditions at an SNR between 22 dB and 40 dB, the data channel and two speech channels can be transmitted, while under fair weather conditions at an SNR of 40 dB or higher, the link can transmit the data channel plus 7 speech channels.

A further possibility for automatic data rate adaptation is to vary the data rate of individual services. However, this is only possible if the data terminals connected to the affected interfaces support such variations.

Note that the corona noise levels for HV overhead lines given in Table 15 are typical values. The actual noise levels depend on a number of factors such as the carrier frequency, the surface quality of the conductors and geometrical line data (e.g. conductor diameter, distance between conductors, etc.). Line noise calculations based on the geometrical data of the overhead line as offered by some manufacturers help improving the planning quality.

Corona noise does not appear on links operated over HV cables. However, for links operated over a series circuit of cable and overhead line sections, corona noise has to be taken into account for PLC planning.

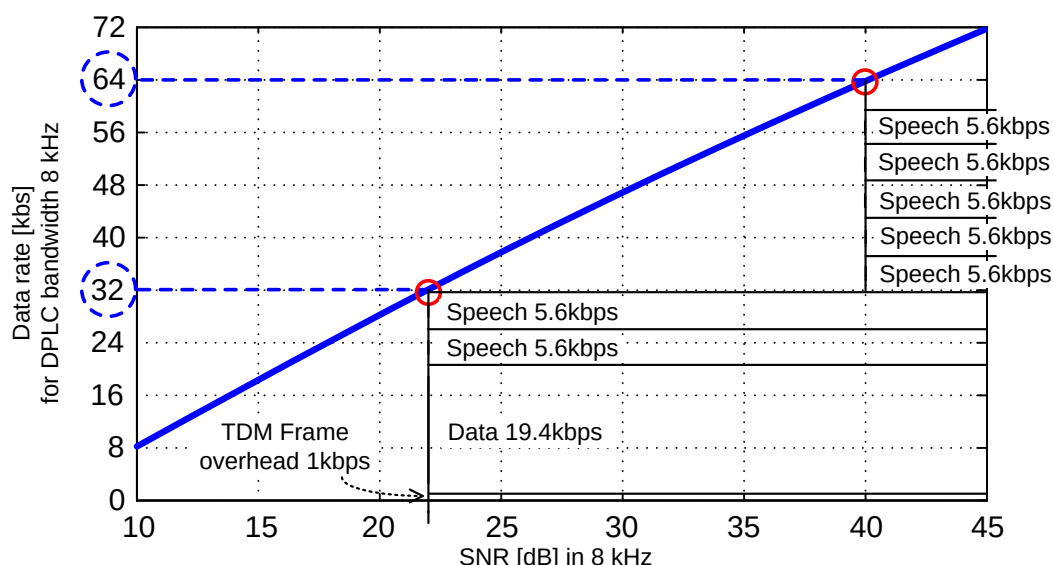


Figure 53 – Example for DPLC system with automatic data rate adaptation

6.4 Frequency plan

6.4.1 General

Analogue PLC and digital PLC terminals should be compatible as far as the simultaneous operation in the same HV line is concerned and with common coupling and blocking devices. This means that the HF connections of both types of terminals should present the same technical characteristics regardless of the type of information transmitted. The main difference between the two types of terminals is the bandwidth used because the different amount of information transmitted depending on the type of terminal.

We consider two aspects, the frequency planning for all PLC links transmitting over the same HV line between two substations sharing the same coupling devices and the frequency plan for the whole system.

A common rule to be satisfied is that the frequency bandwidth used for each individual PLC link should be in accordance with the standardized frequency range, which is to say, the total bandwidth should be a integer multiple of the elemental frequency slot ($n \times 4$ kHz) and the frequency of the band edges should be a multiple of 4 kHz. Particular considerations existing in some countries can modify this rule.

6.4.2 Links over the same HV line between two substations

First point is to decide the type of coupling to be used, phase-to-earth or phase-phase. Also inter-circuit coupling is also possible when the HV line has two circuits in the same poles. Although it is rarely used it is also possible to establish a three phase coupling scheme. The details of type of coupling are given in Clause 5. Basically the difference between them is the attenuation and survivability in the case of inter-circuit coupling. So the length of the line and the desired availability of the link are the starting conditions for making the decision about the type of coupling to be used.

The number of line traps should be in accordance with the type of coupling and the blocking band offered by them with the total band used by all PLC links in the HV line under consideration. The blocking band and efficiency offered by line traps is closely related with the inductance of the line trap coil.

The line matching units should be suitable for the type of coupling as well and also the band pass offered by the complete coupling set (line matching units, coupling capacitors, characteristic impedance of HV line transmission) should cover the complete band used by the PLC terminals operating in the same HV line. It shall be pointed out that the value of the coupling capacitor together with the characteristic impedance of the HV line impose some restrictions on the bandwidth and the edge frequencies of the coupling band. Owing to this a joint analysis of the possible coupling band, for a given return loss, and the number of PLC terminals operating in the same HV line is advisable.

Related with the previous paragraph it is important to make a good frequency planning and wiring of the PLC terminals installed in the same substation operating over a common coupling devices.

These PLC terminals have to be connected in parallel at their HF connection using a short length cable (compared with the wave length of the signals) and only one cable has to be used as a connection from the total set of PLC terminals and the coupling network. This arrangement allows mismatching and signal reflections that could happen if the parallel connection were carried out close to the matching units using individual cables for each PLC terminals because of the possible long distance between the terminals and coupling units that will modify the impedance of each cable at the connection point.

The operating frequencies of each link have to be chosen in order to meet the tapping loss requirements. This means that the minimum distance in frequency between band edges of every two pairs of PLC terminals shall be known. The different bandwidth of PLC terminals, depending on the number of channels and the digital speed transmitted makes this point quite laborious. The out of band impedance of HF transmit and receive filters is the main factor affecting the frequency plan of all PLC terminals operating over the same line.

6.4.3 Global frequency planning

The frequency planning of all PLC links in a network shall satisfy the requirements needed in order to avoid interference between links operating in the same network and also between links operating in networks that belong to different utilities.

Also additional requirements in order to avoid possible interference with other services like beacons shall be satisfied. This last requirement gives place to the situation where some bands are forbidden for PLC operation. So, particular regulations for each country shall be taken into account. For the same reason sometimes the output power can have some restrictions on its value or in the duration of signal transmission for specific applications like teleprotection.

The interference between links using the same bands or bands with some degree of overlapping can be due to different reasons.

When we consider PLC links on the same HV line but operating in different sections, the low efficiency of blocking devices and the signal coupling through the conductors without line traps are responsible for the interference.

In this case unless the blocking efficiency can be improved, the only possibility is to avoid the use of the same frequency in contiguous HV line sections. Two or three HV line zone hops without repeating the same frequency is recommended.

Another possible interference reason is the coupling between HV lines that are close or run in parallel topology even though there are not electrical connections between them.

6.4.4 Other considerations

In general a difference has to be made between intelligible and non-intelligible interference. With the appearance of digital systems this concept is more relevant.

Nowadays analogue and digital PLC systems coexist in the same network. More research has to be done in order to determine the effect of the interference between the two types of these systems.

Analogue systems transmit the information as it is in baseband state with the only process of modulating in SSB, just a translation in frequency, and the transmitted band can be in erected or inverted position, so an interference caused by other analogue system can affect directly the services of the interfered system.

Digital systems transmit the information, which originally is in digital format, after a digital modulation; therefore the transmitted analogue signal, which is the result of the digital modulation, contains the user information but completely garbled in the total signal and not in separate bands as it is in the case of analogue systems.

This last point gives place to the need of revising the concept of interference between digital systems and between digital and analogue systems.

6.5 Network planning

6.5.1 General

PLC systems are included in the telecommunications network together with other types of systems. Therefore, the particular characteristics of those systems have to be taken into account when planning the communications network.

Of course, the main characteristic of PLC systems is that they use the power line as a physical media for transmission. This fact offers a high reliability to PLC systems but at the same time the noise characteristics are in general worse than those in other systems and also due to bandwidth characteristics the information capacity is lower.

6.5.2 Redundancy

PLC systems have been proven to be a good option as back-up systems, mainly for teleprotection applications. There are teleprotection PLC systems that are especially designed for direct HF teleprotection applications. Sometimes these systems use a narrower band than the general purpose ones.

6.5.3 Integration with other transmission technologies

As said before one of the main application of PLC systems are for teleprotection transmission, which usually is a point to point communication and it is transmitted as analogue signal over the PLC link regardless the type of PLC equipment. Nowadays another application is to establish digital links for telecontrol application that can take different topologies depending on the policy of the electrical utility. It is common to find ring topologies and also mesh topologies where the PLC links are used, together with other type of links, as an access or trunk links between nodes like switches and routers.

In general PLC links do not work as a separate system but they are integrated in a more comprehensive network. For this reason the type of interfaces, mainly for digital PLC, have to be compatible with the interfaces used in other types of systems.

Nowadays networking facilities, like bridging function, are sometimes included as an integral part of the terminal allowing the use of PLC links for LAN interconnection.

When speech transmission is used, it is possible to use analogue PLC terminals in the classical arrangement and also the digital terminals are prepared with interfaces for speech connection. In this case the speech is sampled, digitized and coded. Different types of coding are available offering a choice among quality, digital speed used and latency.

6.6 Introduction to Internet numbering

6.6.1 Internet protocol numbering

The Internet protocol (IP) address is assigned to the range of devices used in the communications network infrastructure. Principally, it has two address functions: host or network interface identification and location addressing. The first IP addressing used a 32 bit number known as Internet protocol version 4 (IPv4). However, due to the usage of these addresses, there is now the IPv6 with similar notation in numbering. The adoption of a particular IP version will be determined by the company and communications network they employ.

A host connected to an Ethernet LAN/IP network, for example a PLC terminal connected to the management network, has two addresses:

- A MAC address, used within the LAN environment. This is a globally unique address and it is written in hardware so that it cannot be changed. This address is essential so that the LAN technology can transmit and receive data regardless of the upper-layer protocols. Ethernet, for example, uses 48-bit addresses. Each Ethernet frame incorporates both the source and destination Ethernet address.
- An IP address. IP is a network protocol whose duty is to discover the network topology (supported by other specific protocols like RIP and OSPF) and make packets travel over the different links and reach their final destination by choosing the best route and regardless of the physical network technology being used in each hop. Each host in a network shall have an IP address, which is software-assigned and is usually assigned during commissioning.

IP and Ethernet usually work together. IP builds packets, which are delivered by the link layer. When this technology is Ethernet, an Ethernet frame is built by adding an Ethernet header and an Ethernet trailer to the IP packet. When the frame arrives at an intermediate switch the switch decides the output port by matching the destination Ethernet address to an internal look-up table that maps all possible destination addresses into output ports.

Nowadays two different versions of IP coexist: IPv4 (the most widely used) and IPv6.

6.6.2 IP addresses

IPv4 addresses have the following structure:

- 32 bits, commonly grouped in 4 octets. For the sake of clarity each of these octets is usually translated into decimal and the following structure is obtained:

{0...255}.{0...255}.{0...255}.{0...255}

- Part of the address is a network identifier
- Part of the address is a host identifier within a given network

There are five types of IPv4 addresses:

Class A:

0	netid(7)	hostid(24)
---	----------	------------

Class B:

1	0	netid(14)	hostid(16)
---	---	-----------	------------

Class C:

1	1	0	netid(21)	hostid(8)
---	---	---	-----------	-----------

Class D:

1	1	1	0	multicast group id
---	---	---	---	--------------------

Class E:

1	1	1	1	0	reserved
---	---	---	---	---	----------

Table 17 shows the definition of each IP address.

Table 17 – IP address definitions

Address class	First bits	Network identifier	Host identifier	Range	Application
A	0	7 bits	24 bits	0.0.0.0 ... 127.255.255.255	A few networks (128 maximum) with a high number of hosts (up to 16 777 216 hosts per network)
B	10	14 bits	16 bits	128.0.0.0 ... 191.255.255.255	Up to 16 384 networks with up to 1 048 576 hosts per network
C	110	21 bits	8 bits	192.0.0.0 ... 223.255.255.255	A high number of networks (up to 2 097 152) with few hosts per network (256 maximum)
D	1110			224.0.0.0 ... 239.255.255.255	Multicast addressing
E	11110			240.0.0.0 ... 247.255.255.255	Reserved for the future

Some examples of IP addresses are:

Class A:	26.104.0.19 →	26 = 00011010 (0 + 7 bits network, 24 bits host)	Host number 104.0.19 in LAN number 26
Class B:	128.66.12.1 →	128 = 10000000 66 = 0100010 (10 + 14 bits network, 16 bits host)	Host number 12.1 in LAN number 128.66
Class C:	192.178.16.1 →	192 = 11000000 178 = 10110010 16 = 00010000 (110 + 21 bits network, 8 bits host)	Host number 1 in LAN number 192.178.16.0

Please note that some combinations have special meanings regardless of the IP address class:

- Network ID set to all 0: It means “this LAN”, with no special reference to any specific host;
- Host ID set to all 0: It means “this host”;
- Host ID set to all 1: It means “broadcast to all hosts in this LAN”;
- IP address 127.0.0.1: It means “loopback to this same host”. It is used to test TCP/IP applications, with no information sent to the LAN.

IP addresses are managed by the Network Information Centre (NIC) to ensure that all addresses are globally unique.

6.6.3 Private IP addresses

There are certain addresses in each class of IP address that are not assigned. These addresses are called private addresses. Private addresses might be used by hosts that use network address translation (NAT), or a proxy server, to connect to a public network; or by hosts that are not connected to the public Internet.

Many applications require connectivity within only one network and do not need external connectivity. In large networks, TCP/IP is often used, even when network layer connectivity outside the network is not needed. A good example is the management network of an electricity utility, which may use TCP/IP and SNMP with no connection to the public Internet at all, so private addresses are the natural choice. Private addresses can also be used on a network where there are not enough public addresses available.

The private addresses can be used together with a network address translation (NAT) server or a proxy server to provide connectivity to all hosts in a network that has relatively few public addresses available. Packets with a destination address within one of the private address ranges will not be routed on the Internet.

The following ranges are available for private addressing:

Class A	10.0.0.0	10.255.255.255
Class B	172.16.0.0	172.31.255.255
Class C	192.168.0.0	192.168.255.255

6.6.4 Subnetting

The structure given to the IP addresses greatly simplifies the computational burden in the routers. Instead of storing one entry per destination host only one entry per destination LAN is

stored. The routing process uses the network ID only, thus reducing the size of the look-up tables and the computational burden.

However this structure can lead to strong inefficiencies. Let us imagine an electricity utility that has 257 hosts to be connected to a LAN. This LAN cannot be assigned a class C address, because 257 exceeds the maximum number of hosts in a class C network (256). In principle this LAN should be assigned a class B address, which can have up to 65536 hosts. And from the definition of an IP address we conclude that no other LAN can use this network identifier, so the conclusion is that 65536 addresses will be reserved for the exclusive use of 257 hosts. This inefficiency is one of the major drawbacks of the IP addressing system. In fact the NIC is running short of class B addresses.

Two solutions have proposed for this problem. One of them is to expand the range of addresses, and in fact IPv6 uses 128 bit addresses. The problem with introducing IPv6 is the compatibility with the software already installed in most hosts around the world.

Another possibility, more flexible in the short term, is the use of subnetting. The concept is very simple: the network identifiers are shared among more than one network. For example, if we have two LANs with 257 hosts each LAN, instead of wasting two class B addresses we can design a new addressing system where both LANs can share the same network identifier.

The easiest way to understand subnetting is to imagine that a given network has a single IP address (class B for example), but two or more physical networks. The rest of the Internet will think that there is only one network, and only the local routers know that in fact there is more than one physical network. For example:

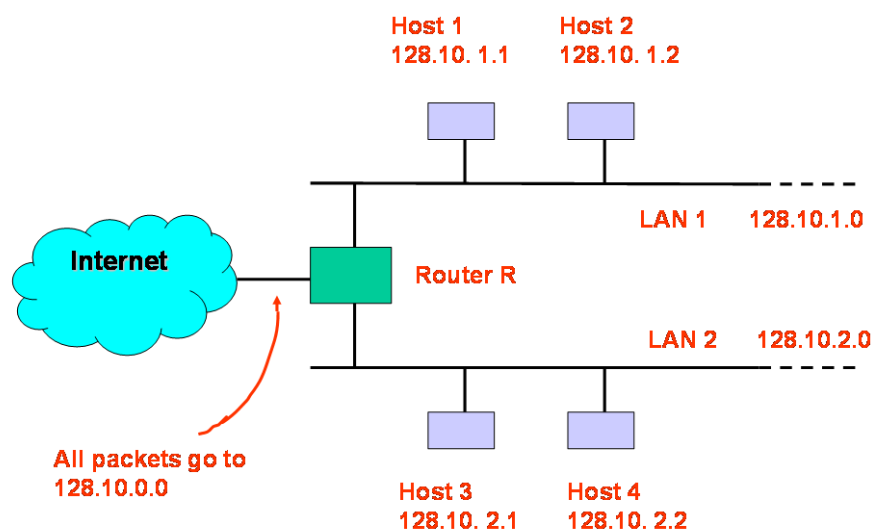


Figure 54 – Example of subnetting

In the example of Figure 54, a class B address is used for both networks (128.10.0.0). All routers in the outside Internet (except R) will route all packets to 128.10.0.0, as if only one physical network existed.

Router R will deliver the IP packets to the corresponding physical network. To accomplish this task the third octet in the IP address is used: the hosts in LAN 1 are identified as 128.10.1.x and the hosts in LAN 2 are identified as 128.10.2.x, where x is the number of hosts within a given LAN. Those packets whose third octet in the destination IP address is 1 will be delivered to LAN 1, and those with a 2 will be delivered to LAN 2. Even if we have two physical LANs with 257 hosts each only one class B address is used, saving one class B address.

When subnetting is used a new interpretation of the IP addresses is useful; the terminology “network ID-host ID” is replaced with the new terminology “Internet part-local part”, where the local part is divided into “physical part-host”:

IP address with subnetting		
Internet part	Local part	
Internet part	Physical part	Host

The question now is how to divide the local part into “physical part” and “host”. The TCP/IP standard for subnetting allows flexibility, and it is up to the network manager to decide how many bits to assign to the physical part and the host part. Following with our example, the 16 bits in the class B address with were originally intended for the host ID could be divided in a number of different arrangements. For example:

- 8 bits for the physical part and 8 bits for the host (256 networks with up to 256 host per network);
- 3 bits for the physical part and 13 bits for the host (up to 8 networks with up to 8192 hosts per network);
- Any other possibility.

The nice feature about subnetting is that, from the point of view of the Internet, only one class B address is used (in all cases).

Subnetting is usually implemented with the use of subnet masks. A subnet mask is a 32 bit binary number where a bit set to 1 means that the corresponding bit in the IP address belongs to the Internet part or the physical part, and if set to 0 it means that the corresponding bit in the IP address corresponds to the host. For example:

11111111 11111111 11111111 00000000

means that the first three octets in the IP address correspond to the Internet part and the physical part, and the fourth octet corresponds to the host. Another example is:

IP address:

10000000.00000011.01001000.00110110 (can be expressed as 128.3.72.54)

Subnet mask:

11111111.11111111.11100000.00000000 (expressed as /19, 19 bits set to 1)

The interpretation of this IP address is as follows:

- The first byte of the IP address is 128, so it is a class B address, with the network ID = 128.3. This class B address is reserved for our use and it is globally unique. By the way, this forces the first 16 bits of the subnet mask to be “all 1”.
- The third octet of the subnet mask is 11100000. This means that the first three bits in the IP address correspond to the physical part of our network and the other 13 bits correspond to the host. Our network will have up to 8 subnetworks with up to 8196 hosts each.
- The destination host is located in subnetwork 010 and is host number 01000.00110110.

6.7 Security

The security developed for the power line carrier system will depend on a number of key points. This will include the functions performed by the system, the data rate of the system, together with the complexity of the power line communications system, which may vary from a basic system for the transmission and reception of voice band signals to a more complex system which offers voice communications, data transmission system together with more complex communications data transfer within a WAN communications system. Therefore, the security may address local data transfer to alarms for establishing specific functions. Also the system will integrate with parts of the communications network for transmission and distribution system. In this case, where there is full integration into the power network consultation with IEC 62351, dealing specifically with these issues is strongly advised.

When planning, a PLC link security can be looked at from different points of view:

- From a network point of view, the fact that the information to be transmitted uses cryptography is transparent to the PLC link except for the additional overheads, which will mean an additional delay or the need for more transmission capacity.
- From the management point of view, many systems today make use of the SNMP management protocol. If public networks are used to access the management port of the PLC link it is recommended that SNMP v3 be used, since it incorporates authentication, privacy and access control. If only private networks are used to access the management port of the PLC link SNMP v2c may be enough.
- The local management application may be password protected to prevent unauthorised access. There are usually different password levels with different access rights, like user (read configuration only), administrator (read or write configurations) or factory (read, write and download firmware).

6.8 Management system

Modern systems usually are designed in such a way that almost all parameters are set and monitored using a common computer or a special data terminal. The computer or data terminal is directly connected to the terminal or using an IP network. For this last reason PLC terminal are provided with an IP address. Typical parameters to be programmed are signal levels, modulation percentages, frequency allocation and bandwidth used, mainly in digital terminals where also the bit speed is also programmable. By means of the same system the terminal or even the whole network can be managed.

For this reason, management facilities like SNMP are included already in the basic configuration of present terminals.

7 Performance of PLC systems

7.1 System performance

Performance of any telecommunication system should be assessed according to some key parameters properly identified for each layer of the ISO-OSI stack.

The ISO-OSI seven layer reference model shown in Figure 55 presents a means of describing the functions of the various sections, or layers, of a data communication system.

Layers 1 to 3: Media or communication layers

Layer 1: Physical

Layer 2: Link

Layer 3: Network

Layers 4 to 7: Upper or host layers

which include among others transport and application layers.

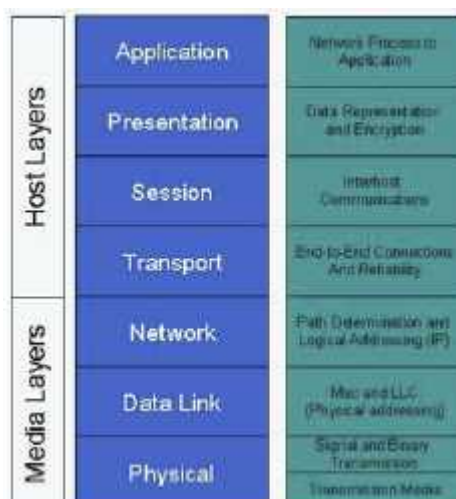


Figure 55 – ISO/OSI reference model

Parameters unambiguously defined help to assess the conformity of PLC link to each related performance criterion.

Currently APLC and DPLC implement media layers physical, link and in some cases network.

The purpose of layer 2 is to ensure data is transferred over a link in a communications network, while the layer 3 protocol has the job of ensuring the data is transferred over the whole network, from the original source to the ultimate destination. Network may use any number of separate links.

The higher layer protocols, layers 4 and above, have the task of ensuring the integrity of transmitted data and presenting the data to the user or application. The function of these higher layer protocols is out of the scope of this standard and will be addressed only to emphasize the impact due to a low quality PLC channel on the transported applications.

The aim of performance measurements is to provide to end users with information referred on a set of key parameters and objectives to be used to “certify” the compliance of PLC with carried applications and in particular their requirements which are focused and detailed in Clause 8.

7.2 APLC link layer performance

The performance evaluation at Link Layer for an analogue PLC system results mainly from the analysis of several channel aspects. In the following are reported the most used parameters; further detailed information in particular for baseband definitions can be found into recommendation ITU-T M1020.

Among others the following aspects will have a strong impact on the performance of the PLC link:

- Channel attenuation:
The attenuation of the HV line varies in time due to changes of the weather conditions and configurations of the HV network (switching activities). The receiver of the PLC System has to be able to handle these changes.
- Channel frequency response:
Channel frequency response within the used bandwidth cannot be expected to be flat. Especially at short HV lines remarkable peaks of the frequency response will be the reality. Special algorithms in the receiver of the PLC Systems may be used to flatten the frequency response and to ensure the performance of the link.

- **Corona noise:**
Corona noise is typical for all EHV/HV lines. The noise level depends on the voltage of the EHV/HV power line and varies over time according to the weather conditions. High humidity will lead to a considerable increase of the noise level.
- **Noise bursts / impulsive noise:**
The main reason for noise bursts and impulsive noise are switching activities in the HV network and lightning (see also 5.6.5). The APLC link will be interrupted during the time of disturbance, but will be available directly after.
- **Narrow band interference:**
Other radio services and/or PLC links operating in the same HF spectrum are the main sources of narrowband interference. In many practical cases their effect can be mitigated through an accurate frequency planning. While narrow band interference will “only” degrade the quality of analogue voice channels, it will have more serious influence to analogue data channels.

To ensure the performance of an analogue PLC link both high frequency as well as baseband parameters are worth considering.

High frequency parameters:

- Power spectrum shape,
- Transmitted power,
- Received power,
- Signal to noise ratio (SNR),
- Link margin and availability.

According to the ITU-T recommendation M.1020 and others related, which may be used as a guideline, quality evaluation of baseband parameters have to address the following aspects:

- Limit of the overall equivalent,
- Group delay,
- Amplitude hits (measured according to ITU-T recommendation O.95),
- Phase jitter,
- Impulsive (measured according to ITU-T recommendation O.71) & background noise (measured according to ITU-T recommendation O.41),
- Total distortion (harmonic and intermodulation),
- Crosstalk,
- SNR,
- Transit delay.

The figures provided in M.1020 are given for a baseband from 300 Hz to 3 400 Hz, whereas the used baseband in power line carrier systems may be different.

Examples excerpt from M.1020 for base band parameters:

- Loss/frequency distortion as shown in Figure 56;
- Group delay as shown in Figure 57.

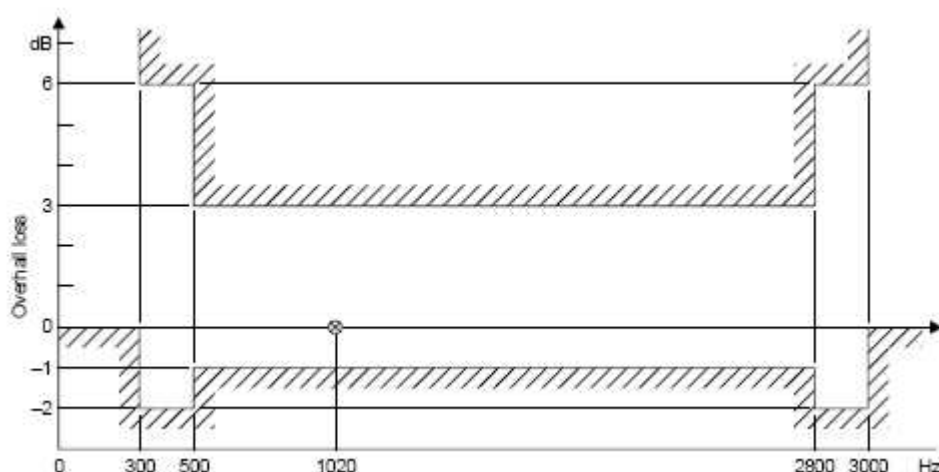


Figure 56 – Limits for overall loss of the circuit relative to that at 1 020 Hz (ITU-T M.1020)

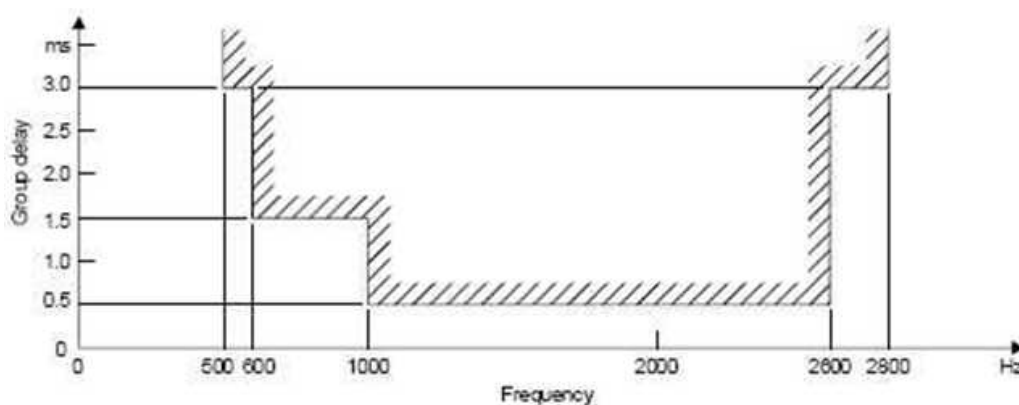


Figure 57 – Limits for group delay relative to the minimum measured group delay in the 500 Hz – 2 800 Hz band (ITU-T M.1020)

7.3 DPLC link layer performance

The link performance of a DPLC connection results from the analysis of several parameters.

Currently no standard for assessing the link performance of DPLC is available.

However, some assumptions, parameters and approach defined within some well accepted ITU standards like ITU-T G.821, G.826, G.823 and related methods based on them will be used in this standard in order to define a method for link performance assessment:

- Bit error ratio (BER),
- Transmission capacity,
- Slip,
- Phase jitter,
- Sync loss and recovery time,
- Latency,
- ETH frame loss,

- Overall quality link mask.

7.4 Bit error ratio (BER)

The BER is one of the most common parameter to be considered to evaluate the quality of digital transmission as shown in Figure 58.

The bit error ratio or BER represents the percentage of bits with errors relative to the total number of bits received in a transmission, usually expressed as ten to a negative power.

A transmission with $BER \leq 10^{-6}$, meaning that, out of 1 000 000 bits transmitted, in the worst case one bit was in error.

The behaviour of a digital transmission can be easily described considering the BER curves related to each specific digital transmission modulation (QAM, PSK, etc.) mathematically simulated over an ideal channel called Additive White Noise Gaussian (AWGN).

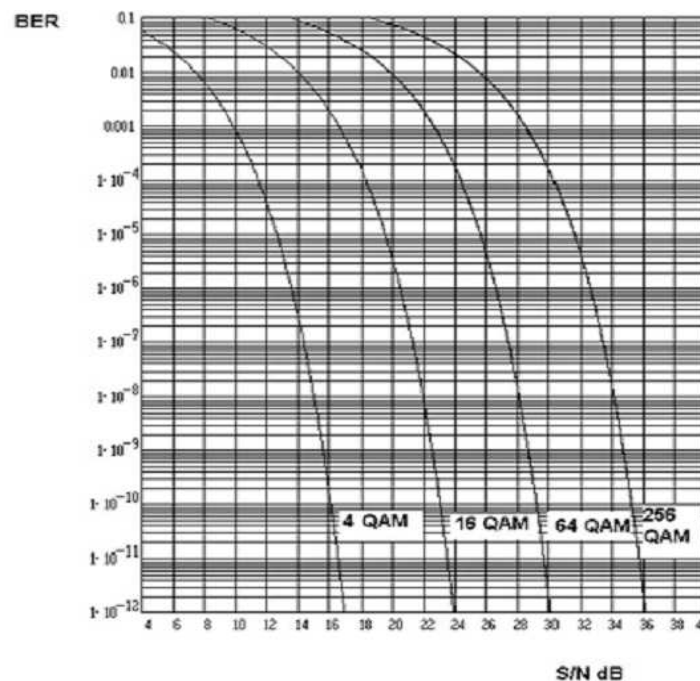


Figure 58 – Some theoretical BER curves

However a $BER \leq 10^{-6}$ is considered to be sufficient for the applications transmitted via PLC systems and corresponding frame loss for Ethernet link can be negligible.

7.5 Transmission capacity

The transmission capacity of a DPLC channel is limited by the bandwidth and the required SNR. The bandwidth efficiency or “C/SNR” characteristic (bit rate per bandwidth versus SNR) of a DPLC channel is an essential parameter. An example is shown in Figure 59.

The “C/SNR” characteristic is always given for a certain value of BER, usually for the value 10^{-6} . The transmission capacity C is indicated as bits/s/Hz (bit per second per Hertz).

Measurement of a DPLC channel “C/SNR” characteristic is carried out, while Additive White Gaussian Noise (AWGN) is used as a disturbing signal, and the channel frequency response is assumed to be free of amplitude and group delay distortion.

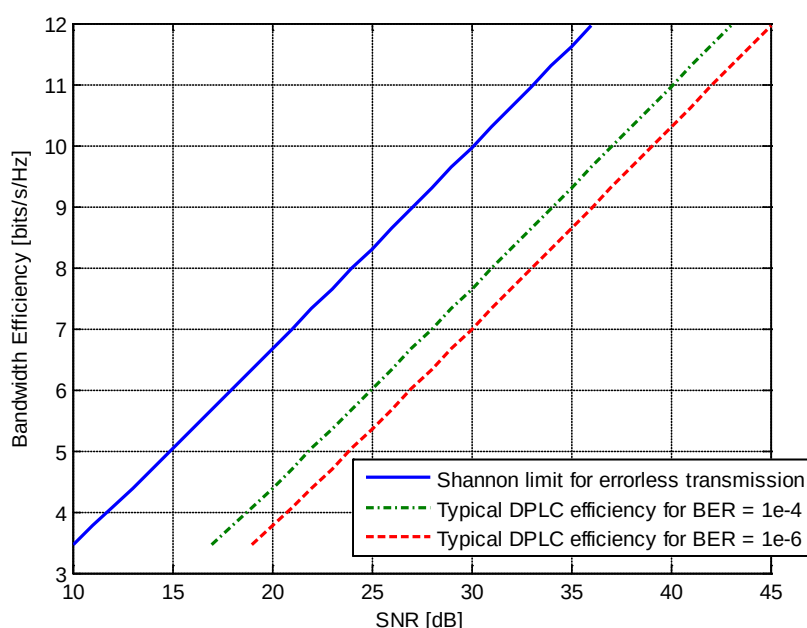


Figure 59 – DPLC “C/SNR” characteristic in comparison to the Shannon limit efficiency for BER = 1E-4 and 1E-6 and Shannon limit

The bandwidth efficiency of practical DPLC systems will be a bit lower than shown in Figure 59 due to implementation losses and shall be stated by the manufacturer. For more details about bandwidth efficiency refer to Annex D.

7.6 Slip

The process of deletion or insertion of bits (or a group of bits) within a digital stream due to timing inequalities, timing imperfections or memory interface saturations is known as slip. The main source of timing inaccuracies are imperfect clocks. Jitter and transmission delay variations may cause slips as well, but are usually filtered out at the timing recovery circuits.

The occurrence of slips has to be considered as an anomaly event, changing the path performance and increasing the unavailable time. They will cause transmission errors and lead to retransmission of the information at higher level protocols.

Performance categories for slips in digital links are stated in ITU-T recommendation G.822.

7.7 Phase jitter

Jitter is defined as the misalignment of the significant edges of a digital signal from their ideal positions in time. Such misalignment, if uncontrolled, can lead to errors in digital transmission. Jitter can also be thought of as an unwanted phase modulation of a digital signal.

The term jitter is applied where the frequency band of the unwanted phase modulation is above 10 Hz. Where the frequency band is less than 10 Hz, the modulation is referred to as wander.

Intrinsic jitter refers to the jitter present on the output of a single device. It is specified in unit intervals and the result as an RMS or peak-to-peak value.

In order to ensure that your devices can operate error free in the presence of the worst-case jitter from preceding sections in the network, you need to measure jitter tolerance.

Jitter becomes an important parameter when DPLC channel is used as an integral part of a digital telecommunication transmission network. The DPLC channel may be used as an access link to serve as telecommunication connection between power system site and backbone of digital transmission network or as redundant digital channel in other parts of the digital transmission network.

Jitter, as parameter of a DPLC channel, has to be observed from two points of view:

- DPLC channel as generator of jitter (how much jitter a DPLC channel generates)
- DPLC channel as receiver of jitter-corrupted digital signal (how resistant is a DPLC channel to jitter)

Jitter requirements for digital links are stated in ITU-T recommendations G.823, G.824 and G.825.

7.8 Sync loss and recovery time

Increasing attenuation or corona noise are the main reasons for long term sync loss of a DPLC-link. Sync loss of a DPLC-link may occur due to noise bursts caused by switching activities in the HV network or by other short term influences (like lightning). Noise bursts usually result in a sync loss of less than 10 s and are not counted as UT (unavailable time).

Sync losses have to be considered as anomalies and added to the overall unavailable time.

Interruptions of the communication link during or short after switching activities in the HV network are critical because it affects the control of the power grid.

In DPLC systems the synchronisation between transmitter and receiver is mandatory and (usually) includes an adaptation to the characteristics of the transmission path. To achieve a high transmission quality an accurate measurement of the transmissions parameters is necessary. Depending on the modulation scheme and the expected result (amount of adaptation to the transmission path) the synchronisation phase may take some time. Compared to APLC systems (where no synchronisation is needed), the new synchronisation of the digital link has to be taken into account (recovery time).

It is up to the design of the modulation scheme of the DPLC system to minimise the downtime of the link. This may be done by not losing synchronisation in case of short interruptions and by balancing the requirements according recovery time and transmission quality.

7.9 Link latency

Depending on the modulation scheme the delay of a DPLC-link may be higher than the typical delay of APLC-links.

For the measurement of the delay of the DPLC-link a direct access of the data tester to the higher data rate stream of the DPLC system is essential to get a result identifying correctly delay caused by internal/external multiplexing or by upper layers.

7.10 IETF-RFC2544 Ethernet performance parameters

IETF-RFC2544 is a mature standard that can be used as guideline for benchmarking Ethernet based networks. It defines the parameters, their meaning and includes the list of tests to be performed on transmitted Ethernet frames.

It calls for different frame sizes i.e. 64, 128, 256, 512, 1 024, 1 280 and 1 518 bytes. Test time for each test iteration should be at least 120 s.

- Data throughput:

It simply refers to the maximum amount of data that can be transported from source to destination. It should be measured with no errors or loss of frames.

- **Frame loss:**

It represents the number of frames that were transmitted successfully from the source but were never received at the destination. It is usually referred to as frame loss rate and is expressed as a percentage of the total frames transmitted. According to RFC 2544 indication any frame received more than 2 s after it is transmitted would be counted as lost. Most layer 2 devices will drop a frame with an incorrect FCS. This means that a single bit error in transmission will result in the entire frame being dropped. For this reason BER, the most fundamental measure for bit oriented transmission, has no meaning in Ethernet based PLC since the ratio of good to errored bits cannot be ascertained.

- **Latency (Ethernet):**

Ethernet latency refers to the total time taken for a frame to travel from source to destination. This total time is the sum of both the processing delays in the network elements and the propagation delay along the transmission medium. In order to measure latency a test frame containing a timestamp is transmitted through the network. The timestamp is then checked when the frame is received. In order for this to happen the test frame needs to return to the original test set by means of a loopback (round-trip delay).

- **Burstability or back to back:**

The back-to-back value is the number of frames in the longest burst that the link under test will handle without the loss of any frames.

7.11 Bit error testing setup

To perform a bit error test over APLC/DPLC links, synchronous serial or Ethernet ports could be used.

Long term tests will be performed to validate integrity of both serial as well as Ethernet links (one month).

Furthermore measurements on the real HV line are influenced by external disturbances like lightning and switching activities in the HV network, and so this has to be taken into account when evaluating the results.

7.12 Serial synchronous interface

BER figures are determined using a data tester which generates a predefined pattern and check at receiving side for sync loss, slips, anomalies and BER figures.

The measurement of the bit error rate is done by means of pseudo-random bit sequence of length $2^n - 1$; $n = 6, 9, 11, 12$ or 15 .

It is worth here to note that a $BER \leq 10^{-6}$ is considered to be sufficient for the applications transmitted via PLC systems.

7.13 Ethernet interface

A different approach should be used when test is performed on PLC links including Ethernet interfaces. In this case, occurring errors affect not the single bit but the transmitted frames.

Ethernet is an asynchronous, frame-based protocol originally intended to provide a means of communication between more than two data devices, using shared media.

Ethernet is an IEEE 802.3 standard which allows amongst others the use of full-duplex transmission, rather than shared media. This make it interesting when applied to PLC.

Even used over different media at different speed all Ethernet implementation keep the same frame structure, access/control method (MAC – media access control) and, for systems using shared media, the same collision detection scheme (CSMA/CD – carrier sense multiple access / collision detect). An example is shown in Figure 60.

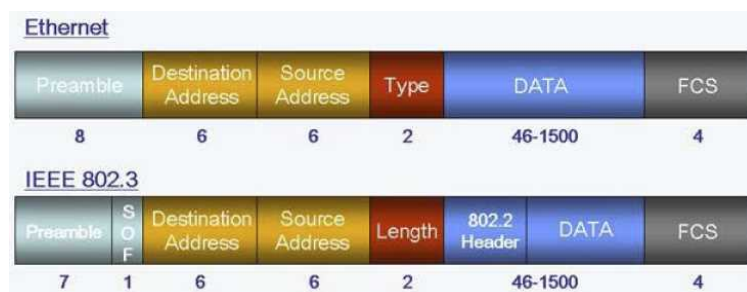


Figure 60 – Ethernet standard structure of frame format

Indeed on frame oriented transmission systems for each error occurring a frame is discarded (bad CRC) and it is not possible to distinguish if it was due to one bit or burst error. For this reason it is not possible to define the corresponding BER figures.

However a $BER \leq 10^{-6}$ is considered to be sufficient for the applications transmitted via PLC systems and corresponding frame loss for Ethernet link can be negligible.

Assessment of Ethernet link requires the assessment of specific parameters as defined into IETF-RFC2544:

- Data throughput
- Frame loss
- Latency
- Burstability or back to back

IETF-RFC2544 is used to benchmark Ethernet based networks. It calls for different frame sizes i.e. 64, 128, 256, 512, 1024, 1280 and 1518 bytes. Test time for each test iteration should be at least 120 s.

As for serial links, long term tests will be performed to validate integrity of Ethernet links (one month).

7.14 Overall quality link performance

At the moment, no IEC, ITU-T or IETF standards are available covering link performance of DPLC for layer 2.

Key parameters to consider and criteria for the allocations of end-to-end performance over constant bit rates paths can be derived using the rules laid out in the ITU-T recommendations G.821, G.826 and G.823 in order to estimate the overall quality of digital PLC link.

In the following the main error performance parameters to be used include the following:

- Error free seconds (EFS): Seconds with no bit error.
- Errored seconds (ES): One second intervals with any error.
- Errored second ratio (ESR): The ratio of ES to total seconds in available time during a fixed measurement interval.
- Severely errored seconds (SES): One second intervals with a bit error rate $> 10^{-3}$.

- Severely errored seconds ratio (SESR): The ratio of SES to total seconds in available time during a fixed measurement interval.
- Total time
- Available time (AT) or equally unavailable time UAT): A period of unavailable time begins when BER in each second is worse than 10^{-3} for a period 10 consecutive seconds and terminates when the BER in each second is better than 10^{-3} for 10 consecutive seconds.
- % of the overall time with ANOMALIES & Defects (slip, AIS, sync loss, etc.)
- Link availability
- BER performance time (BPT): It is the period of the measurement time where link presents a BER better than 10^{-3} .

In Figure 61, the application of the above parameters for the unavailability determination of a bidirectional digital link is shown.

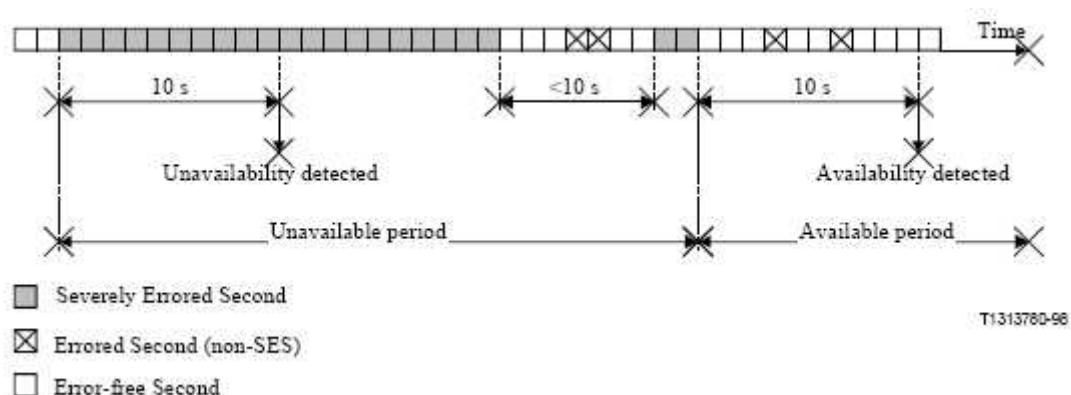


Figure 61 – Example of unavailability determination (ITU-T G.826)

From a service point of view, the different unavailability periods could occur independently in each direction. They have to be cumulated as shown in Figure 62.

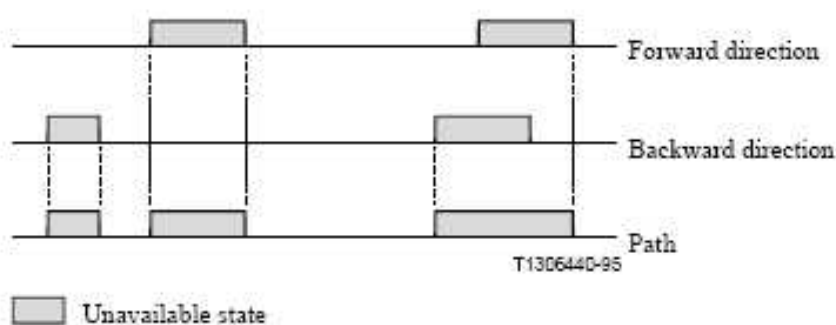


Figure 62 – Example of the unavailable state of a bidirectional path (ITU-T G.826)

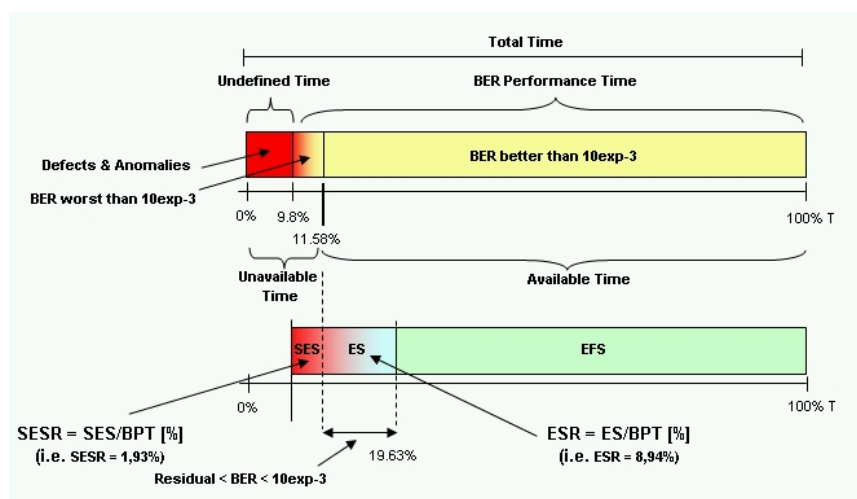


Figure 63 – Quality performance estimation based on ITU-T G.821 and G.826

Once the overall quality link has been assessed, it is possible to check its conformity with the quality mask objectives. Generally they are defined in the service level agreement and are specific for each family of services. An example is shown in Table 18.

Table 18 – Quality mask objectives (sample)

A ≥ 99,95 % & ESR ≤ 0,08 & SESR ≤ 0,002 & #SLIP/Month ≤ 0,06 % & MAX #SLIP/Day <10	X	Good
98 % ≤ A ≤ 99,95 % & ESR ≤ 0,08 & #SLIP/Month ≤ 0,06 %		Poor
A < 98 %		Not compliant

If the error performance parameters are compliant with the target objectives, the PLC link is expected to be able to adequately support the requested service.

8 Applications carried over PLC systems

8.1 General

This subclause describes the main features and requirements for both typical as well as innovative applications that can be carried by PLC systems and telecommunication networks which may include PLC segments.

A very rough classification of the applications could be:

- Telephony (analogue and digital),
- Data transmission bit, byte, packet and message oriented.

However, one should bear in mind there are further aspects to be considered (i.e. real time, no real time, off line) to identify the requirements of the currently most used applications like email, ftp, HTTP, SNMP, VoIP and in general the requirements of any specific application protocol transported by the telecommunication system.

8.2 Telephony

Along with low data rate telegraphic transmission, telephony has been for a long time the most relevant application carried out by PLC systems.

Indeed the telephony channel metric or 4 kHz band was adopted at the beginning by all transmission systems including the PLC. To reduce the necessary bandwidth in some cases is possible to limit the telephony channel at 2,5 kHz.

With the aim of increasing the number of signals to be carried within a standard telephone channel compressed voice channels and suitable vocoders for analogue and digital channels were introduced.

These bandwidth reduced voice channels are influenced by a lot of parameters, the most important are:

- speech quality,
- intelligibility (clarity),
- time delay,
- echo cancellation,
- bit rate,
- reduction of quality by multiple compression,
- sensitivity to bit errors.

8.3 Speech quality

8.3.1 General

For voice telecommunications speech quality is one of the most important aspects for assessing the overall quality of service (QoS). While there are many factors that affect voice quality, there are three key parameters that characterise it:

- intelligibility (clarity),
- delay,
- echo.

The relationship between clarity, delay, and echo can be quite complex as shown in the three-dimensional Figure 64.

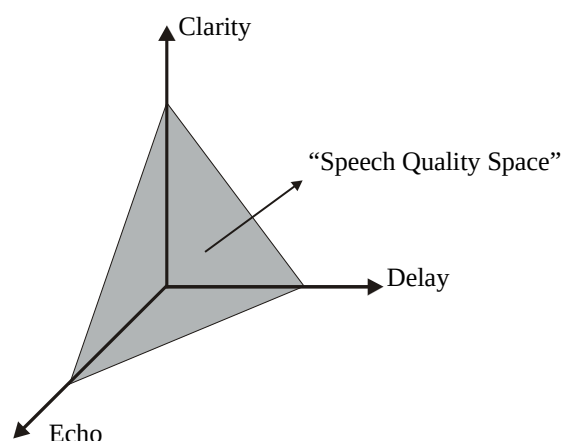


Figure 64 – Relationship between clarity, delay, and echo with regards to speech quality

Intelligibility (clarity) refers to the clearness or fidelity of voice as it is reproduced by a network and perceived by a listener. Clarity is independent of delay. Clarity is also independent of echo since echo is perceived by the speaker and clarity is perceived by the listener.

Delay is the time it takes a voice signal to travel end-to-end between talker and listener and often manifests itself as an apparent time lag between when the talker speaks and when the listener responds. When a perceptible delay is present, conversations can seem uncomfortable. When too much delay is present, voice conversation can become impossible.

Echo in a telephony environment is usually caused by hybrid wire junctions in a network in which a portion of the energy from a person's speech signal is reflected back to the same line.

8.3.2 Measuring intelligibility (clarity)

The first significant technique used to measure speech clarity was to actually use large numbers of human listeners to produce statistically valid subjective clarity scores. This technique is known as mean opinion scoring (MOS) where value of large numbers of human opinion score is calculated. The technique for performing MOS testing on networks is generally described in ITU-T P.800, while ITU-T P.830 provides more specific methods for subjective testing on speech codec's. Both of these ITU-T recommendations describe methods for testing, method for subjective scoring, value of scores, characteristics of speech samples to be used, and other conditions under which testing is to be performed.

MOS testing can be based on two-way conversational tests or on one-way listening tests. In MOS subjective testing of the quality value of speech is from 1 to 5.

Obviously, MOS testing has several drawbacks:

- it is subjective because results depend on many uncontrollable attributes of the test subjects including mood, attitude, and culture. Practically speaking, MOS testing is not a repeatable or consistent method for testing;
- it is expensive because it requires a large number of people and elaborate testing setups;
- it is inefficient and impractical to use to perform frequent testing such as that needed for network design and configuration changes and for routine network monitoring.

MOS testing drawbacks suggest that objective, automated, and repeatable testing methods are needed for measuring subjective speech clarity.

To answer the need for an objective, automated, and repeatable speech clarity testing method that takes into account the subjective nature and perception of clarity, one technique was developed and standardised by ITU-T:

- PESQ (Perceptual Evaluation of Speech Quality) method standardised by ITU-T P.862.

There are developed instruments that perform measurements in accordance with ITU-T P.862, and measurements of delay and echo.

8.4 Analogue telephony

For speech transmission, a signal-to-noise ratio of 25 dB, psophometrically measured, under adverse weather conditions is considered to be acceptable. This will result in a SNR of 30 dB to 40 dB at the receiver input for the majority of time under normal operating conditions.

An improvement of the SNR of approximately 15 dB can be achieved by the use of companders.

8.5 Digital telephony

Digital technology has made a significant effect on the transmission and reception of a range of data formats including, speech, instrumentation signals and generally data transmission for electricity supply switching. The data networks normally extend to high data rates with minimal interference but where this does happen there are excellent computer software

systems to perform error correction. These systems are software controlled thereby providing fast and efficient seamless communication of a range of services.

8.6 VoIP applications

There are many applications of VoIP covering standard voice communications, data communications and internal communications, to the communications for monitoring the functionality and reliability of the system. This enables fast and efficient communications with minimal errors in the communications system.

8.7 Data transmission

For the frequency shift keyed (FSK) data channels up to 2 400 Baud a signal-to-noise ratio of 15 dB under adverse weather conditions is considered to be acceptable. The development of digital communications systems and associated software control systems will enable higher data rates to be communicated with minimal distortion.

8.8 Internetworking

The power line carrier communication systems development over the last two decades, coupled with the increase in reliability through the development of software systems. This has allowed the integration of many telephony, SCADA other electric power communications systems to interface and provide reliable communications for the complete power distribution network and other general communications.

8.9 Telecontrol

8.9.1 IEC 60870-5-101 SCADA-RTU communication

SCADA-RTU applications may use a serial protocol according IEC 60870-5-101 for the communication between control centre and the remote controlled RTUs.

According to the definitions of this standard there are no byte-gaps allowed within one telegram. This definition results in a requirement that is usually not covered by the communication equipment.

Because byte-gaps are not detected as an error by “normal” data tester, a protocol tester is needed to check the compatibility of the DPLC system with IEC 60870-5-101.

8.9.2 IEC 60870-5-104 SCADA-RTU communication

In some cases it is required to send the application messages between SCADA and RTU using a data network containing relay stations, e.g. routers for LAN/WAN/LAN extensions, and provide only for a virtual circuit between the interested telecontrol stations.

IEC 60870-5-104 standard defines the use of an open TCP/IP interface to a network containing a LAN/WAN/LAN connectivity supporting communication between telecontrol equipment, which transports IEC 60870-5-101 messages units.

DPLC which may implement the interface to the LAN/WAN segments have to keep transit delay and packet loss very low to ensure a quality compatible with the typical requirements of telecontrol service.

8.9.3 Teleprotection

The transmission of teleprotection signals is one of the most important functions performed by a PLC system and a secure transmission of trip commands with high reliability and low latency has to be ensured.

More information about performance guidance figures for teleprotection schemes and testing of teleprotection command systems are given in IEC 60834-1.

8.9.4 Teleprotection signal

It is advisable to keep the teleprotection as an analogue system. The reason is that if we would transmit digital teleprotection over a digital PLC then the teleprotection system would be operative only as long as the digital PLC is able to recover the received data and deliver them to the teleprotection receiver. This involves detecting the received signal, estimating the transmitted bits and delivering them over a certain data interface. However, this process has some limitations that are critical for teleprotection operation:

- There is a minimum signal-to-noise ratio (SNR) for proper operation (proper demodulation and detection of data), below which the digital PLC receiver performance degrades considerably. The value of this threshold SNR will depend on the specific implementation, but it will be higher than the SNR usually required for analogue teleprotection systems. If the teleprotection were a digital system this would impose a severe risk. This is mostly true under faulty line conditions, when the minimum SNR as required by a digital PLC receiver cannot be guaranteed.
- Under fault conditions, the channel will suffer from severe spectral distortion, both amplitude and group delay distortion, preventing the digital PLC from recovering the received data.
- The coding and decoding process both introduces a certain time delay. Again the specific value of this delay depends on the implementation, but this value will add to the nominal transmission of the teleprotection itself. This could degrade the performance of the teleprotection unacceptably (e.g. maximum actual transmission time for a given dependability).

Annex A (informative)

Environmental conditions

The following conditions should be observed when operating equipment:

- Temperature and humidity

The equipment, including its protection shall meet the requirements of this standard while operating under the conditions specified in IEC 60721-3-3 and classified as follows:

- High temperature

The equipment shall operate without damage at temperatures up to +55 °C for a period of not more than 24 h per month. In these conditions a temporary degradation in performance may be accepted.

- Low temperature

The lower temperature limit of operation shall be 0 °C.

- Condensation: Formation of ice

In normal operation, the formation of ice shall not occur.

Annex B (informative)

Electromagnetic compatibility (EMC)

From the EMC standards available from the International Electrotechnical Commission (IEC), the most applicable is CISPR 22 (2008). This standard is entitled 'Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement'.

According to the IEC, the object of this standard is to 'establish uniform requirements for the radio disturbance level of the equipment contained in the scope, to fix limits of disturbance, to describe methods of measurement and to standardise operating conditions and interpretation of results'.

It is clear from the definition of information technology equipment (ITE) within CISPR 22 that telecommunications equipment falls within the scope of this standard. PLC systems are neither specifically excluded nor included but according to a strict interpretation of the ITE definition, would also fall within the scope of CISPR 22.

CISPR 22 classifies ITE equipment into two categories, according to its intended environment. Class B equipment is intended for a domestic environment, defined simply as an environment in which radio / television receivers are likely to be used within 10 m of the device or system in question. This would appear to be the most appropriate classification for any PLC system transmitting and/or receiving signals via the internal mains wiring of a residential or commercial building.

Class A devices are permitted significantly higher limits for conducted and radiated emissions but shall display the following warning:

'This is a class A product. In a domestic environment this product may cause radio interference in which case the user may be required to take adequate measures.'

For PLC systems operating over LV distribution networks, it may be felt acceptable to test to class A standard. In such cases, equipment installation could be strictly controlled. In addition, with this type of PLC system, signal penetration onto the building wiring may be limited – either through the application of filters, or due to the inherent attenuation caused by the electricity meter.

Class A and B limits for conducted and radiated emissions, in a measurement bandwidth of 9 kHz, are shown in Table B.1 and Table B.2, respectively.

**Table B.1 – Permitted conducted emissions
on the mains port of class A equipment**

Frequency range MHz	Limits dB μ V	
	Quasi-peak	Average
0,15 to 0,5	79	66
0,5 to 30	73	60

**Table B.2 – Permitted conducted emissions
on the mains port of class B equipment**

Frequency range MHz	Limits dB μ V	
	Quasi-peak	Average
0,15 to 0,5	66 to 56 *	56 to 46 *
0,5 to 5	56	46
5 to 30	60	50
* Limit to decrease linearly with the logarithm of frequency.		

Temporary condensation may occur during maintenance when spare parts are introduced which have been stored at a lower temperature than that prevailing in the telecommunications equipment environment.

Annex C (informative)

HF modulated power signal

C.1 General

The purpose of this annex is to understand the concepts related with power for each service and total power transmitted by the system. Also the signal to noise ratio for each service is considered.

The concepts covered are:

- Average power,
- Peak power,
- Peak envelope power (PEP),
- Peak to average power ratio (PAPR).

In the following explanations it is considered, unless otherwise indicated, that the frequency spectrum of each service is flat in the corresponding bandwidth, where the bandwidth is the equivalent noise bandwidth.

Also it is assumed that a good estimation of the peak voltage of each service is known.

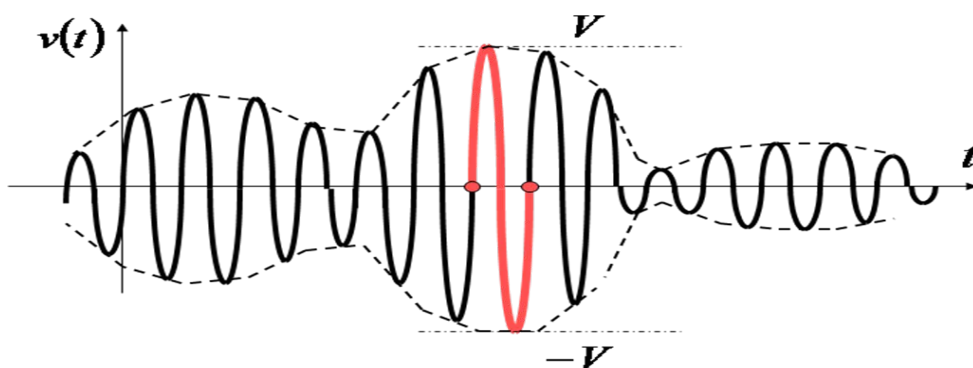


Figure C.1 – Power concepts

In Figure C.1 a summary of the involved power concepts is shown. A possible wave shape of a voltage $v(t)$ is depicted. This signal can be considered as the signal corresponding to one single service or the combination (addition) of all signals transmitted by a PLC terminal.

The average power of that signal, in a time window T , is the power over a reference resistor R of the average of the squared instantaneous values of the voltage $v(t)$:

$$P_{av} = \frac{1}{R} \left[\frac{1}{T} \int_T [v(t)]^2 dt \right]. \quad (C.1)$$

If the measurement or calculation could be done for $T \rightarrow \infty$ the result is the actual average value of the power of $v(t)$ over a resistor R .

Assuming that the maximum instantaneous voltage V (peak voltage) is known, then the peak power value is

$$\frac{V^2}{R} \text{ (note that this is an instantaneous value).} \quad (\text{C.2})$$

Around the time when the peak voltage takes place we can consider a piece of signal the shape of which corresponds to a one period of a sinus wave. The average power of the signal in this period is called the peak envelope power (the average power of the signal in one period when the envelope reaches the maximum value)

Applying (C.1) for a sinus signal, we obtain:

$$\text{Peak envelope power (PEP)} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{V^2}{R}. \quad (\text{C.3})$$

Comparing (C.2) and (C.3), we find that the peak envelope power (PEP) is one half of the peak power.

Finally, if the peak power value and the average power value are known (or estimated), the ratio between the two mentioned values (in logarithm representation) is known as the peak to average power ratio (PAPR):

$$PAPR = \frac{\text{peakpower}}{\text{averagepower}}. \quad (\text{C.4})$$

Using these definitions, it is possible to make the following considerations:

- If the peak voltage value V_i for all services ($i = 1, 2, \dots, n$) is known, then it is possible to calculate the individual PEP power for each service (signal) and the total PEP power for the addition of all signals:

$$\text{Individual peak power for the } i\text{-th service} = \frac{V_i^2}{R} \text{ as indicated by (C.2).}$$

Total peak power for the addition of all signals:

$$\frac{1}{R} \left(\sum_{i=1}^{i=n} V_i \right)^2 = \frac{1}{R} V_{tot}^2. \quad (\text{C.5})$$

- In other words, the maximum peak of the composite signal is the addition of the maximum peak of individual signals. This is an important point when planning the system because the maximum peak V_{tot} of the composite signal could be limited by the output amplifier and therefore this value has to be split in several smaller parts V_i , each one for the different services to be transmitted.
- However, when considering the signal to noise ratio for each service at receive end, the average power value should be used for that purpose. From this consideration we see that the PAPR factor has a big relevance.

In Figure C.2 we see example 1, where a single tone (constant envelope) of peak voltage value V is considered and the corresponding peak power, average power, PEP power and PAPR are calculated according to the definitions given before. In this case we see that the

average power coincides with the PEP power that satisfies the definition of PEP power. We can also see that in this very simple case the PAPR value is only 3 dB.

Figure C.3, example 2, is the case of two tones with different frequencies but with the same amplitude $V/2$. The same parameters and relations as in example 1 have been calculated and they are given in the same picture

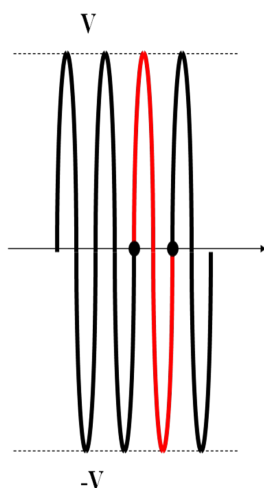


Figure C.2 – Single tone

In Figure C.2, example 1, a single tone (constant envelope) of peak voltage value V is considered. According to the definitions given before we find that:

$$\text{Peak power} = \frac{V^2}{R}. \quad (\text{C.6})$$

The average power, which is the same for every period is:

$$\text{Average power} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R}. \quad (\text{C.7})$$

The PEP power in this case coincides with the average power:

$$\text{PEP power} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R}. \quad (\text{C.8})$$

and the resulting PAPR is:

$$\text{PAPR} = 10 \log \frac{\text{peak power}}{\text{average power}} = 10 \log \frac{V^2/R}{V^2/2R} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}. \quad (\text{C.9})$$

In Figure C.3, example 2, the case of the addition of two tones $v_1(t)$ and $v_2(t)$ having different frequencies but equal amplitudes $V/2$ is shown. The PAPR for $v_3(t) = v_1(t) + v_2(t)$ can be derived as follows:

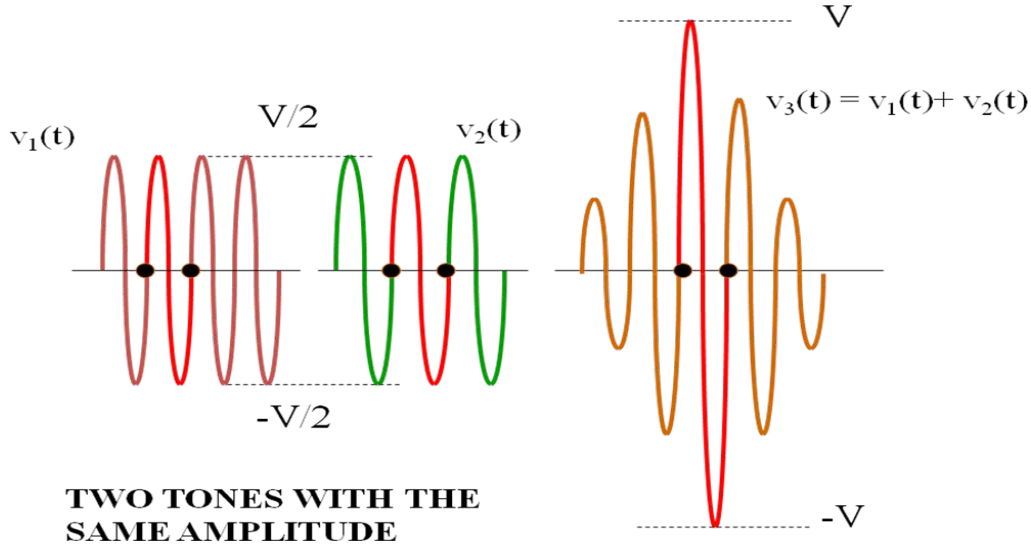


Figure C.3 – Two tones

$$\text{Peak power for } v_3(t) = \frac{V^2}{R}; \quad (\text{C.10})$$

$$v_1(t) = \frac{V}{2} \cos \omega_1 t \Rightarrow \text{average power } P_1 = PEP_1 = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{8R}; \quad (\text{C.11})$$

$$v_2(t) = \frac{V}{2} \cos \omega_2 t \Rightarrow \text{average power } P_2 = PEP_2 = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{8R}; \quad (\text{C.12})$$

$$v_3(t) = v_1(t) + v_2(t) \Rightarrow PEP_3 = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R}; \quad (\text{C.13})$$

$$\text{average power } P_3 = P_1 + P_2 = \frac{V^2}{4R} = \frac{1}{2} PEP_3; \quad (\text{C.14})$$

$$\text{ratio between PEP and average power for } v_3(t) = \frac{V^2/2R}{V^2/4R} = 2 \Rightarrow 3 \text{ dB}; \quad (\text{C.15})$$

$$PAPR(v_3) = 10 \log \frac{V^2/2R}{V^2/4R} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}. \quad (\text{C.16})$$

C.2 HF modulated bandwidth and power signal

The goal of this clause is to clarify subclause 4.5.3 of IEC 60663 published in 1980, where the power for each service is related to its noise equivalent bandwidth together with the PEP power of the terminal using an arbitrary reference channel.

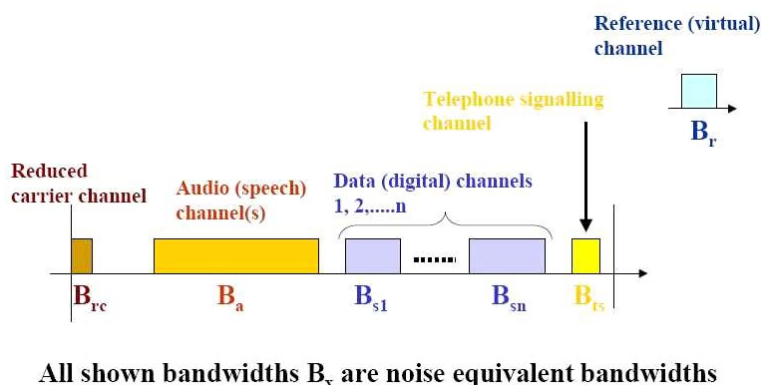


Figure C.4 – Example of noise equivalent bands for different services

Figure C.4 shows an example of the noise equivalent bandwidths for different services such as residual carrier B_{rc} , audio (speech) B_a , several data channels (low speed or high speed) B_{s1} , ..., B_{sn} , telephone signalling B_{ts} .

These services have to be taken as arbitrary services that can be transmitted by a general purpose (analog and/or digital) PLC terminal.

Additionally we consider a reference (virtual) channel having an arbitrary equivalent noise bandwidth B_r that it is used only for calculation purposes.

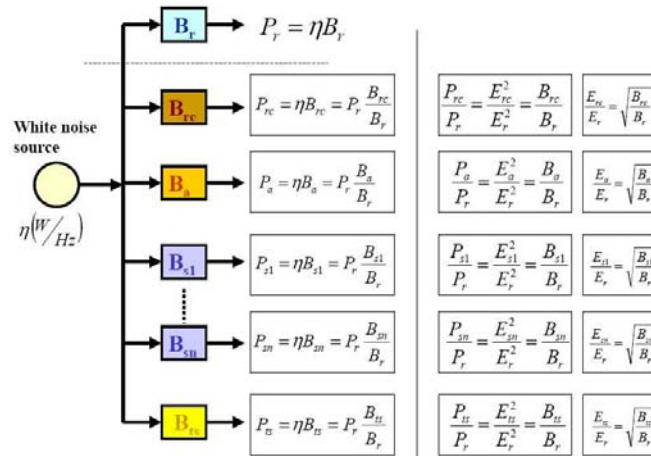


Figure C.5 – Noise equivalent band for different services

Consider, as shown in Figure C.5, a bank of filters, each one having the mentioned bandwidths, and all of them fed by a white noise source with spectral power density $\eta(W/Hz)$.

Obviously the mean power at the output of each filter is proportional to its bandwidth:

$$P_i = \eta B_i, \quad (C.17)$$

and if we consider the output power of the reference channel

$$P_r = \eta B_r, \quad (C.18)$$

$$\text{we can write } P_i = P_r \frac{B_i}{B_r}. \quad (C.19)$$

So, the power corresponding to each service can be related to the power of the reference channel and the ratio of the corresponding bandwidths.

If the PAPR of each service are similar, the PEP and peak power of each service will be proportional to the mean power and at the same time proportional to E_i^2 , where E_i is the peak value of each service:

$$\frac{P_i}{P_r} = \frac{B_i}{B_r} = \frac{E_i^2}{E_r^2}. \quad (C.20)$$

From this last formula we can write:

$$\frac{E_i}{E_r} = \sqrt{\frac{B_i}{B_r}}. \quad (C.21)$$

Following the situation given in Figure C.3, we can write the peak value of the combined signal (all services together) as the addition of all peak values and develop the expression in the following way:

$$E_{PEP} = E_{rc} + E_a + \left(\sum_{i=1}^n E_{si} \right) + E_{ts} \quad (C.22)$$

$$\frac{E_{PEP}}{E_r} = \frac{E_{rc}}{E_r} + \frac{E_a}{E_r} + \left(\sum_{i=1}^n \frac{E_{si}}{E_r} \right) + \frac{E_{ts}}{E_r} = \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}},$$

$$E_{PEP} = E_{rc} + E_a + \left(\sum_{i=1}^n E_{si} \right) + E_{ts} \quad (C.23)$$

$$\frac{E_{PEP}}{E_r} = \frac{E_{rc}}{E_r} + \frac{E_a}{E_r} + \left(\sum_{i=1}^n \frac{E_{si}}{E_r} \right) + \frac{E_{ts}}{E_r} = \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}},$$

and introducing PEP concepts for the reference channel and for the total signal

$$\frac{P_{PEP}}{P_r} = \left(\frac{E_{PEP}}{E_r} \right)^2 = \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2 \quad (C.24)$$

$$10 \log \left(\frac{P_{PEP}}{P_r} \right) = 10 \log P_{PEP} - 10 \log P_r = 10 \log \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2.$$

If in this formula we express P_{PEP} and P_r in mW, we can write

$$P_r (dBm) = P_{PEP} (dBm) - 10 \log \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2, \quad (C.25)$$

where now the P_{PEP} of the transmitter and P_r of the reference channel are expressed in dBm as indicated in the formula itself.

So, from formula (C.25) we see that if we know the P_{PEP} of the transmitter and the bandwidth of each service we can calculate the power P_r of the reference channel once its bandwidth B_r has been decided and now from (C.19) we can calculate the power assigned to service, that is

$$P_x (mW) = \frac{B_x}{B_r} P_r (mW), \quad (C.26)$$

or

$$P_x (dBm) = P_r (dBm) + 10 \log \frac{B_x}{B_r}. \quad (C.27)$$

The theory described so far assumes a fair treatment to every service, that is to say, average signal power proportional to the noise equivalent bandwidth for each service. The subjective

effect of the compandor process for the analogue speech transmission has not been taken into account. Moreover, it was assumed that the PAPR of all services are equal.

Annex D (informative)

Bandwidth efficiency

The bandwidth efficiency of a DPLC link is the achievable data rate divided by the transmission bandwidth for a given signal to noise ratio (SNR) and bit error rate BER.

Most DPLC modems use quadrature amplitude modulation (QAM), either with a single carrier or with multiple carriers. Both modulation types yield essentially the same bandwidth efficiency.

QAM can be considered as the superposition of two pulse amplitude modulated (PAM) signals X_i and X_q modulated on two carriers of the same frequency but with 90 degrees phase difference. When both PAM signals X_i and X_q have bandwidth B , the modulated QAM signal has bandwidth $2B$. The QAM data rate is twice the PAM data rate of X_i or X_q alone. However, when transmitting only one PAM signal, single sideband modulation can be used, so that the modulated PAM signal has the same bandwidth B as the unmodulated signal, thus occupying only half of the bandwidth of the modulated QAM signal. As a consequence, QAM and PAM have the same bandwidth efficiency. In the sequel, the efficiency of PAM is evaluated since it is simpler to calculate than that of QAM.

Figure D.1 shows the signal constellation for PAM with 8 amplitude steps (8-PAM) at the decoder input in the receiver. In the bandwidth B , this PAM system can transmit $\log_2(8) = 3$ bits in each time interval $T = 1/(2B)$. The resulting efficiency is $3 \text{ bits}/(BT) = 6 \text{ bits/s/Hz}$.

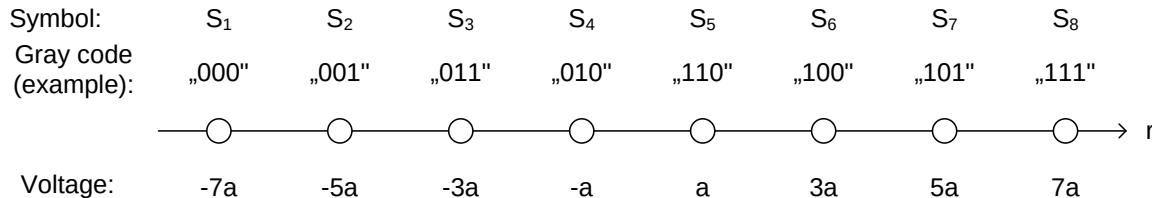


Figure D.1 – 8-PAM signal constellation

The efficiency of an M-PAM transmission is given by

$$E = 2B * \log_2(M) / B = 2 * \log_2(M) = \log_2(M^2). \quad (D.1)$$

For random data, the M amplitude levels are equally likely to occur. Using the relationship

$$\sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2 = \frac{1}{6} M * (M^2 - 1), \quad (D.2)$$

the average power of the M-PAM signal is

$$S = \frac{1}{M} \sum_{i=-M/2}^{M/2} a^2 (2i-1)^2 = \frac{2}{M} a^2 \sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2 = \frac{1}{3} a^2 (M^2 - 1). \quad (D.3)$$

NOTE For $M \gg 1$, a peak to average ratio (PAR) of $20 * \log(3) = 9,5 \text{ dB}$ results. The PAR of practical DPLC modems will be a few dB higher.

Solving formula (D.3) for M^2 and inserting the result in formula (D.1) yields

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3S}{a^2} \right). \quad (D.4)$$

In the presence of noise, symbol errors will occur whenever the absolute value of the noise voltage n at the decoder input exceeds a . For Gaussian noise of mean power N at the decoder input, the probability density function (pdf) is

$$pdf(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left(-\frac{n^2}{2N}\right). \quad (D.5)$$

The symbol error probability or symbol error rate (SER) for all symbols except the first and the last symbol S_1 and S_M is given by

$$SER = \Pr(n > a) + \Pr(n < -a) = 2 \int_a^\infty pdf(n) dn = \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2N}}\right). \quad (D.6)$$

where $\operatorname{erfc}()$ is the complementary error function

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-x^2) dx. \quad (D.7)$$

Assuming that $M \gg 1$, the fact that the symbol error probability for the 1st and the M^{th} symbol is half of the value given by (D.6) can be ignored, so that (D.6) is a good approximation for the symbol error rate.

Solving formula (D.6) for a yields

$$a = \sqrt{2N} * \operatorname{erfcinv}(SER), \quad (D.8)$$

where $\operatorname{erfcinv}()$ is the inverse complementary error function. Inserting this result in (D.4) yields

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3}{2 * \operatorname{erfcinv}^2(SER)} * SNR \right), \quad (D.9)$$

where $SNR = S/N$ is the signal to noise ratio.

By using a Gray code for the mapping of bits to symbols as shown in the example adjacent symbols will differ just by one bit. If the r.m.s. noise voltage is small compared to a , most symbol errors will consist of picking a symbol adjacent to the correct one, thus producing just one bit error per symbol error. Under these conditions, the symbol error rate SER will be almost equal to the bit error rate (BER). Replacing SER by BER in (D.9), the final result for the bandwidth efficiency of a DPLC link is

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3}{2 * \operatorname{erfcinv}^2(BER)} * SNR \right), \quad (D.10)$$

It is interesting to compare this result to the maximum efficiency of a band limited channel for errorless transmission due to Shannon ¹:

$$E_{Shannon} = \log_2(1 + SNR). \quad (D.11)$$

Obviously, there is an SNR gap between E and $E_{Shannon}$ given by

$$SNR \text{ gap} = 10 * \log \left[\frac{2 * \operatorname{erfcinv}^2(BER)}{3} \right] dB. \quad (D.12)$$

This is shown in Figure D.2 as a function of the BER.

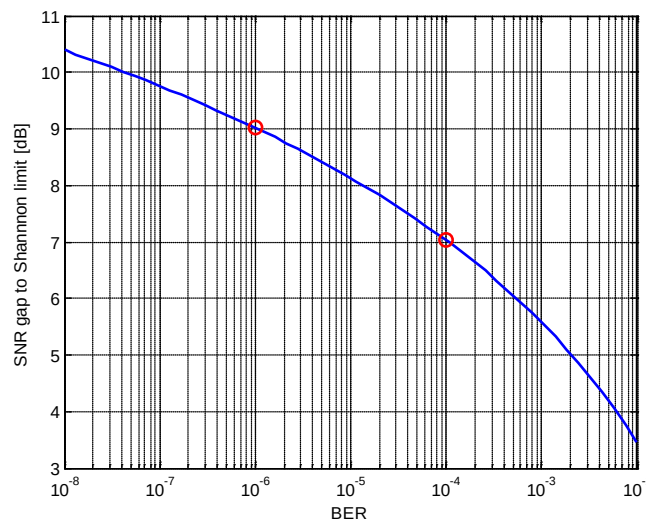


Figure D.2 – SNR gap of DPLC efficiency to Shannon limit

For the BER values of 10^{-4} and 10^{-6} , the gaps are 7,0 dB and 9,0 dB, respectively. The efficiency curves for these BER values are shown in Figure D.3 together with the Shannon limit.

¹ C.E. Shannon, Communication in the Presence of Noise, Proc. IRE, vol. 37, pp.10-21, 1949.

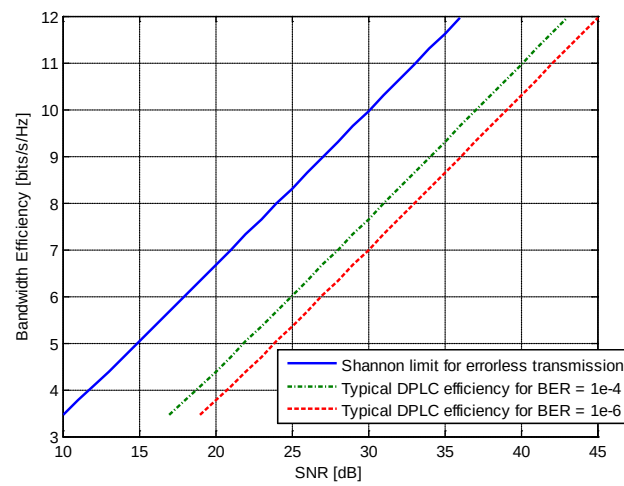


Figure D.3 – DPLC efficiency for BER = 10^{-4} and 10^{-6} and Shannon limit

Annex E (informative)

Noise measurements

Noise measurements have been classified according to the responses of various measuring instrument detectors to different noise characteristics. These distinctions are useful because of their different effects on various kinds of carrier receivers.

The peak value of power-line noise is the maximum voltage amplitude of recurring impulses. It is these impulses, for example, that effect trigger circuits such as are found in electronic switching devices.

Peak values of noise may be measured by certain peak-reading voltmeters.

The quasi-peak value of noise is a reference level related to peak amplitude and to impulse repetition rate. It is measured by a detector circuit with a fast charging time and a relatively slow discharge time (typically 1 ms and 600 ms, respectively).

For pulses occurring at high repetition rates, the quasi-peak value approaches the peak value. Quasi-peak noise is a measure of the masking effect of noise as a background for speech.

Quasi-peak values may be measured only by noise meters that have appropriate detector characteristics. Although used extensively for measurements of noise affecting radio broadcast, quasi-peak measurements have not been used to any great extent in carrier applications.

The average value of noise is its average voltage over a finite period of time.

It is defined as the area under the amplitude-time curve divided by the base length (time period).

Average noise affects receiver-detector d.c. output for telegraph functions, for continuous wave relaying, or for ON–OFF pulse functions.

Average values of noise may be measured by selective carrier-frequency voltmeters of known bandwidth. Also, average noise can be derived from audio noise measurements made at the output of a single-sideband carrier receiver. Because noise energy is distributed throughout the frequency spectrum, measured values will be a function of the bandwidth of the measuring instrument.

The RMS value of noise is the effective voltage of a reference sine wave that would have the same average power level as the noise being measured.

RMS noise is of secondary importance in carrier equipment.

The measured values of average and RMS noise would be lowered by 3 dB if the bandwidth was reduced by 2:1.

The noise level on a power line is determined by both generation and propagation of noise energy.

Propagation phenomena, such as attenuation, reflections, and absorptions, affect noise voltages in the same way they affect desired carrier signals.

The amplitude of power-line noise decreases with increasing frequency.

A rule of thumb is that the noise amplitude varies inversely as the frequency.

Bibliography

CISPR 22:2008, *Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*

IEC 60038:2009, *IEC standard voltages*

IEC 60044-1:1996, *Instrument transformers – Part 1: Current transformers*

IEC 60050-151:2001, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 151: Electrical and magnetic devices*

IEC 60255-5:2000, *Electrical relays – Part 5: Insulation coordination for measuring relays and protection equipment – Requirements and tests*

IEC 60255-22-1:2007, *Measuring relays and protection equipment – Part 22-1: Electrical disturbance tests – 1 MHz burst immunity tests*

IEC 60255-151:2009, *Measuring relays and protection equipment – Part 151: Functional requirements for over/under current protection*

IEC 60353:1989, *Line traps for a.c. power systems*

IEC 60358-1:2012, *Coupling capacitors and capacitor dividers – Part 1: General rules*

IEC 60481:1974, *Coupling devices for power line carrier systems*

IEC 60495:1993, *Single sideband power-line carrier terminals*

IEC 60663:1980, *Planning of (single-sideband) power line carrier systems*

IEC 60721-3-1:1987, *Classification of environmental conditions – Part 3: Classification of groups of environmental parameters and their severities – Section 1: Storage*

IEC 60721-3-2:1997, *Classification of environmental conditions – Part 3: Classification of groups of environmental parameters and their severities – Section 2: Transportation*

IEC 60721-3-3:1994, *Classification of environmental conditions – Part 3: Classification of groups of environmental parameters and their severities – Section 3: Stationary use at weather protected locations*

IEC 60721-3-4:1995, *Classification of environmental conditions – Part 3: Classification of groups of environmental parameters and their severities – Section 4: Stationary use at non-weather protected locations*

IEC 60834-1:1999, *Teleprotection equipment of power systems – Performance and testing – Part 1: Command systems*

IEC 60870-5-101, *Telecontrol equipment and systems – Part 5-101: Transmission protocols – Companion standard for basic telecontrol tasks*

IEC 60870-5-104, *Telecontrol equipment and systems – Part 5-104: Transmission protocols – Network access for IEC 60870-5-101 using standard transport profiles*

IEC 61000-4-1, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-1: Testing and measurement techniques – Overview of IEC 61000-4 series*

IEC 61000-4-2, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-2: Testing and measurement techniques – Electrostatic discharge immunity test*

IEC 61000-4-3, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-3: Testing and measurement techniques – Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test*

IEC 61000-4-4, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-4: Testing and measurement techniques – Electrical fast transient/burst immunity test*

IEC 61000-4-5, *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-5: Testing and measurement techniques – Surge immunity tests*

EN 50065-1:2011: *Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz*

IEEE 643-2004, *Guide for Power-Line Carrier Applications*

IEEE 802.3 (2000): *Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD)*

IETF-RFC2544, *Benchmarking Methodology for Network Interconnect Devices*

CCIR 326-1:1967: *Power of radio transmitters, CCIR Green Book I, 14-29, ITU*

ITU-T Series P Recommendations: *Telephone Transmission Quality, Telephone Installations, Local Line Networks*

ITU-T Series M Recommendations: M.1020 – 03/1993: *Maintenance: International Leased Circuit*

ITU-T Series G Recommendations G.100 to G.181: *Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks*

ITU-T Series G Recommendations G.211 to G.544: *Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks*

ITU-T Series G Recommendations G.723.1: *Dual rate speech coder for multimedia communications transmitting at 5.3 and 6.3 kbit/s*

ITU-T Series G Recommendations G.821–12/2002: *Error Performance of an International Digital Connection operating at Bit Rate below the Primary Rate and forming part of an Integrated Services Digital Network*

ITU-T Series G Recommendations G.822: *Controlled slip rate objectives on an international digital connection*

ITU-T Series G Recommendations G.823: *The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 kbit/s hierarchy*

ITU-T Series G Recommendations G.824: *The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 1544 kbit/s hierarchy*

ITU-T Series G Recommendations G.826 – 02/1999: *Error performance parameters and objectives for international, constant bit rate digital paths at or above the primary rate*

ITU-T Series G Recommendations O.41: *Psophometer for use on telephone-type circuits*

ITU-T Series G Recommendations O.71: *Impulsive noise measuring equipment for telephone-type circuits*

ITU-T Series G Recommendations O.95: *Phase and amplitude hit counters for telephone-type circuits*

ITU-T Series M Recommendations M.1020: *Characteristics of special quality international leased circuits with special bandwidth conditioning*

ITU-T Series P Recommendations P.800: *Methods for subjective determination of transmission quality*

ITU-T Series P Recommendations P.830: *Subjective performance assessment of telephone-band and wideband digital codecs*

ITU-T Series P Recommendations P.862: *Perceptual evaluation of speech quality (PESQ): An objective method for end-to-end speech quality assessment of narrow-band telephone networks and speech codecs*

Annex 10 to the Convention of International Civil Aviation Organization ICAO, Aeronautical Telecommunications, Volume V, Aeronautical Radio Frequency Spectrum Utilization

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	129
INTRODUCTION.....	131
1 Domaine d'application	133
2 Termes, définitions et abréviations	133
2.1 Termes et définitions	133
2.2 Abréviations	141
3 Systèmes de communication sur lignes d'énergie	144
3.1 Présentation du CPL	144
3.2 Utilisation du CPL.....	144
3.3 Système de télécommunication CPL.....	145
3.4 Systèmes CPL analogiques et numériques (APLC et DPLC).....	147
3.4.1 Systèmes APLC.....	147
3.4.2 Systèmes DPLC	149
3.5 Schémas de modulation CPL.....	154
3.5.1 Généralités.....	154
3.5.2 AM-SSB (Voir Tableau 1)	154
3.5.3 QAM (Voir Tableau 1).....	154
3.5.4 OFDM (Voir Tableau 1).....	155
3.5.5 Autres schémas de modulation	156
3.5.6 Suppression d'écho	157
4 Bandes de fréquences pour systèmes CPL.....	158
4.1 Présentation des caractéristiques des systèmes CPL pour réseaux EHT, HT et MT.....	158
4.2 Bandes de fréquences pour systèmes sur lignes d'énergie	161
4.3 Plans de canaux.....	163
4.3.1 Généralités.....	163
4.3.2 Plan de canaux CPL à bande étroite EHT/HT/MT	163
4.3.3 Plan de disposition des canaux DLC à bande étroite MT/BT	164
4.4 Caractéristiques spectrales hautes fréquences.....	165
4.5 Réglementation et limites d'émission pour CPL	165
4.5.1 Extra haute tension, haute tension pour systèmes à bande étroite	165
4.5.2 Systèmes à bande étroite moyenne tension et basse tension	165
4.5.3 Systèmes à bande large moyenne tension et basse tension	165
4.6 Sélection des bandes de fréquences pour systèmes CPL HT	165
4.6.1 Généralités.....	165
4.6.2 Puissance maximale du signal CPL	165
4.6.3 Disposition des canaux.....	166
4.6.4 Allocation des fréquences.....	167
4.6.5 Mise en parallèle	167
5 Supports pour systèmes DPLC et APLC	168
5.1 Généralités.....	168
5.2 Le réseau d'électricité	169
5.3 Lignes électriques extra et haute tension.....	169
5.4 Lignes électriques moyenne tension.....	170
5.5 Lignes électriques comme support de transmission	170
5.5.1 Système de couplage	170

5.5.2	Configuration de couplage pour câbles aériens EHT/HT/MT	179
5.5.3	Câble de raccordement.....	182
5.6	Paramètres de transmission du canal sur lignes électriques	182
5.6.1	Généralités.....	182
5.6.2	Impédance caractéristique de la ligne d'énergie	183
5.6.3	Atténuation de la liaison générale.....	187
5.6.4	Fréquence et réponse impulsionnelle des canaux.....	195
5.6.5	Bruit et perturbations	196
6	Conception de liaisons et réseaux DPLC et APLC	204
6.1	Généralités.....	204
6.2	Bilan de liaison APLC.....	205
6.3	Bilan de liaison DPLC.....	210
6.4	Plan de fréquences	216
6.4.1	Généralités.....	216
6.4.2	Liaisons sur la même ligne HT entre deux sous-stations.....	217
6.4.3	Planification globale de fréquences	218
6.4.4	Autres considérations	218
6.5	Conception du réseau	219
6.5.1	Généralités.....	219
6.5.2	Redondance	219
6.5.3	Intégration avec d'autres technologies de transmission	219
6.6	Présentation de la numérotation Internet	219
6.6.1	Numérotation IP (Internet Protocol)	219
6.6.2	Adresses IP	220
6.6.3	Adresses IP privées.....	222
6.6.4	Utilisation des sous-réseaux	222
6.7	Sécurité.....	225
6.8	Système de gestion.....	225
7	Performances des systèmes CPL	225
7.1	Performances du système	225
7.2	Performances de la couche liaison APLC	227
7.3	Performances de la couche liaison DPLC	229
7.4	Taux d'erreurs sur bits (TEB).....	230
7.5	Capacité de transmission	231
7.6	Glissement	232
7.7	Gigue de phase	232
7.8	Perte de synchronisation et temps de rétablissement	232
7.9	Latence de liaison	233
7.10	Paramètres de performance Ethernet IETF- RFC2544.....	233
7.11	Configuration d'essai d'erreur sur les bits	234
7.12	Interface synchrone série	234
7.13	Interface Ethernet.....	234
7.14	Performances de qualité de la liaison globale.....	235
8	Applications effectuées sur les systèmes CPL	238
8.1	Généralités.....	238
8.2	Téléphonie	238
8.3	Qualité vocale	239
8.3.1	Généralités.....	239
8.3.2	Mesure d'intelligibilité (clarté)	240

8.4	Téléphonie analogique	240
8.5	Téléphonie numérique	240
8.6	Applications VoIP	241
8.7	Émission de données	241
8.8	Raccordement de réseaux	241
8.9	Téléconduite	241
8.9.1	Communication SCADA-RTU CEI 60870-5-101	241
8.9.2	Communication SCADA-RTU CEI 60870-5-104	241
8.9.3	Téléprotection	242
8.9.4	Signal de téléprotection	242
Annexe A (informative)	Conditions d'environnement	243
Annexe B (informative)	Compatibilité électromagnétique (CEM)	244
Annexe C (informative)	Signal électrique modulé HF	246
Annexe D (informative)	Rendement de bande passante	254
Annexe E (informative)	Mesures de bruit	258
Bibliographie		260
Figure 1	– Vision du réseau intelligent	144
Figure 2	– Acteurs du réseau intelligent	145
Figure 3	– Système de télécommunication CPL complexe	146
Figure 4	– Liaison de télécommunication CPL	147
Figure 5	– Structure type d'un équipement terminal APLC	149
Figure 6	– Structure type d'un équipement terminal DPLC	151
Figure 7	– Structure d'un équipement terminal APLC/DPLC	152
Figure 8	– Liaison APLC/DPLC transportant des services de télécontrôle, téléprotection et téléphonie	153
Figure 9	– Espace des signaux pour une constellation 16-QAM	155
Figure 10	– Méthode de suppression d'écho pour une liaison DPLC	158
Figure 11	– Plan de disposition des canaux à bande étroite APLC	164
Figure 12	– Plans de disposition des canaux DLC à bande étroite, en Europe et en Amérique du Nord	165
Figure 13	– Écart de fréquence minimum	167
Figure 14	– Système de communication CPL	168
Figure 15	– Système de couplage capacitif	170
Figure 16	– Liaison CPL exploitant le système de couplage inductif	171
Figure 17	– Principe du système de couplage inductif	171
Figure 18	– Condensateur de couplage typique EHT/HT (CVT)	172
Figure 19	– Système de couplage capacitif typique EHT/HT (courant monophasé à la terre)	173
Figure 20	– Système de couplage capacitif MT	173
Figure 21	– Inductance de couplage MT	174
Figure 22	– Schéma électrique d'un circuit-bouchon	174
Figure 23	– Circuit-bouchon HT	175
Figure 24	– Impédance du circuit-bouchon en fonction de la fréquence	175
Figure 25	– Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à bande étroite	176

Figure 26 – Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à double bande	176
Figure 27 – Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à bande large	177
Figure 28 – Composants de la LMU et schéma électrique	178
Figure 29 – Caractéristiques de la LMU avec un condensateur de couplage de 4 000 pF	178
Figure 30 – Couplage phase-terre	180
Figure 31 – Couplage phase-phase	180
Figure 32 – GMR des faisceaux de conducteurs	185
Figure 33 – Réseau de terminaison pour une ligne triphasée	186
Figure 34 – Agencements de couplage optimaux et perte de conversion modale a_c	189
Figure 35 – Agencements de couplage phase-terre et phase-phase optimaux	190
Figure 36 – Raccordements de lignes aériennes à des câbles d'alimentation	192
Figure 37 – Réponse de canal type $H(f)$ et $h(t)$ de l'EHT	195
Figure 38 – Réponse de canal type $H(f)$ et $h(t)$ de la MT	196
Figure 39 – Atténuation en fonction de la fréquence pour un canal sur ligne d'énergie HT réel	196
Figure 40 – Bruit de fond	198
Figure 41 – Bruit de fond en fonction de la fréquence	200
Figure 42 – Variations du spectre de bruit de fond en fonction du temps	200
Figure 43 – Impulsion isolée	201
Figure 44 – Impulsion transitoire	201
Figure 45 – Impulsions périodiques	202
Figure 46 – Impulsions en salves	202
Figure 47 – Architecture des équipements APLC	206
Figure 48 – Exemple d'une configuration de signal dans deux canaux de bande de base	208
Figure 49 – Architecture des équipements DPLC	211
Figure 50 – Exemple de configuration de canal DPLC	213
Figure 51 – Rendement de bande passante DPLC type pour un TEB de 10^{-6}	214
Figure 52 – Gammes de tension des lignes HT	215
Figure 53 – Exemple pour un système DPLC avec adaptation automatique du débit de données	216
Figure 54 – Exemple d'utilisation de sous-réseaux	223
Figure 55 – Modèle de référence ISO/OSI	226
Figure 56 – Limites de perte totale du circuit par rapport à celle à 1020 Hz (UIT-T M.1020)	229
Figure 57 – Limites pour le retard de groupe par rapport au retard de groupe minimal mesuré dans la bande de 500 Hz à 2800 Hz (UIT-T M.1020)	229
Figure 58 – Quelques courbes de TEB théoriques	230
Figure 59 – DPLC Caractéristique "C/SNR" DPLC comparée au rendement limite de Shannon pour TEB = $1E-4$ et $1E-6$ et limite de Shannon	231
Figure 60 – Structure normalisée Ethernet du format des trames	235
Figure 61 – Exemple de détermination d'indisponibilité (UIT-T G.826)	236
Figure 62 – Exemple de l'état indisponible d'un trajet bidirectionnel (UIT-T G.826)	237

Figure 63 – Estimation de qualité de performance basée sur UIT-T G.821 et G.826.....	237
Figure 64 – Relation entre clarté, retard et écho concernant la qualité vocale.....	239
Figure C.1 – Concepts de puissance.....	246
Figure C.2 – Tonalité unique.....	248
Figure C.3 – Deux tonalités.....	249
Figure C.4 – Exemple de bandes équivalentes de bruit pour différents services.....	250
Figure C.5 – Bande équivalente de bruit pour différents services.....	251
Figure D.1 – Constellation de signal 8-PAM.....	254
Figure D.2 – Intervalle de SNR de rendement DPLC à la limite de Shannon.....	256
Figure D.3 – Rendement DPLC pour $TEB = 10^{-4}$ et 10^{-6} et limite de Shannon.....	257
Tableau 1 – Caractéristiques des schémas de modulation DPLC.....	156
Tableau 2 – Caractéristiques des schémas de modulation CPL QAM et OFDM.....	157
Tableau 3 – Premières techniques et fréquences pour la communication sur lignes d'énergie.....	161
Tableau 4 – Paramètres des systèmes de communication sur lignes d'énergie.....	162
Tableau 5 – Bandes de fréquences dans les systèmes de communication sur lignes d'énergie.....	162
Tableau 6 – Spectre HF alloué aux systèmes CPL.....	163
Tableau 7 – Spectre HF alloué aux systèmes CPL à bande étroite.....	164
Tableau 8 – Gamme des impédances caractéristiques des circuits CPL sur lignes aériennes EHT/HT.....	186
Tableau 9 – Perte supplémentaire a_{sup} [dB] pour différentes configurations de ligne et agencements de couplage optimaux.....	191
Tableau 10 – Valeur type des niveaux de puissance de bruit d'effet couronne, rapportée à une bande passante de 4 kHz pour diverses tensions de systèmes EHT/HT.....	199
Tableau 11 – Niveaux de bruit de type impulsionnel moyens types, mesurés côté câble HF du couplage aux bornes de 150 Ω dans une bande passante de 4 kHz.....	203
Tableau 12 – Paramètres des signaux.....	208
Tableau 13 – Bilan de liaison.....	209
Tableau 14 – Niveaux de signal et de bruit admissibles à l'entrée du récepteur.....	209
Tableau 15 – Niveaux de bruit d'effet couronne types pour les lignes CA aériennes.....	210
Tableau 16 – Solutions possibles pour l'exemple de la Figure 50.....	213
Tableau 17 – Définitions des adresses IP.....	221
Tableau 18 – Objectifs du masque de qualité (échantillon).....	238
Tableau B.1 – Emissions conduites autorisées sur le port secteur de l'équipement de classe A.....	244
Tableau B.2 – Emissions conduites autorisées sur le port secteur de l'équipement de classe B.....	245

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**SYSTÈMES DE COMMUNICATION SUR LIGNES D'ÉNERGIE
POUR LES APPLICATIONS DES COMPAGNIES D'ÉLECTRICITÉ –****Partie 1: Conception des systèmes à courants porteurs
de lignes d'énergie analogiques et numériques fonctionnant
sur des réseaux d'électricité EHT/HT/MT**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de la CEI intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de la CEI. La CEI n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de brevet. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

La présente Norme internationale a été élaborée par le comité d'études 57 de la CEI: Gestion des systèmes de puissance et échanges d'informations associés.

Cette première édition de la CEI 62488-1 annule et remplace les parties concernées des CEI 60663 et CEI 60495, qui seront retirées à l'avenir.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
57/1279/FDIS	57/1298/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série CEI 62488, présentées sous le titre général *Systèmes de communication sur lignes d'énergie pour les applications des compagnies d'électricité*, peut être consultée sur le site web de la CEI.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de la CEI sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IMPORTANT – Le logo "*colour inside*" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

INTRODUCTION

La complexité et la taille importante des systèmes actuels de génération, de transmission et de distribution d'électricité sont telles qu'il est possible de contrôler ces systèmes uniquement au moyen d'un système de télécommunication associé, souvent également étendu et complexe, présentant une fiabilité très élevée.

Le contrôle des réseaux électriques et l'émission et la réception de données s'effectuent au moyen d'une combinaison de systèmes de communication analogiques et numériques qui contrôlent les dispositifs et systèmes répartis sur le réseau électrique.

L'émergence de systèmes de communication numériques pour contrôler les dispositifs du réseau de distribution électrique permet une transmission plus rapide des données. La capacité à représenter les divers paramètres électriques sous forme de signal analogique et/ou de signal numérique garantit les aspects qualitatifs et quantitatifs d'une communication sans raccord à maintenir dans le réseau électrique.

Par conséquent, à l'aide d'une communication sur lignes d'énergie analogiques (APLC) ou d'une communication sur lignes d'énergie numériques (DPLC), ou d'une combinaison de deux types de système, on peut maintenir une communication efficace sans raccord sur l'ensemble du réseau électrique.

Le développement de techniques numériques pour les communications dans les réseaux de distribution électrique est maintenant très répandu, ainsi que d'autres applications du domaine de l'électronique. Ceci est particulièrement intéressant pour le réseau de distribution électrique, dans lequel de nombreux dispositifs comportent des convertisseurs analogiques-numériques intégrés, et pour le traitement de signaux numériques leur permettant d'effectuer de nombreuses fonctions et d'offrir une communication quasiment sans raccord. La conversion du signal analogique en un signal binaire nécessite de coder les chiffres binaires pour la transmission des informations. Ces codes revêtent différentes formes représentant les informations à transmettre. Cependant, le principal avantage en est que les signaux numériques, contrairement aux signaux analogiques, permettent une transmission quasiment dépourvue d'erreur, et que des techniques de codage de données appropriées peuvent détecter et corriger les erreurs minimales qui se produisent. De plus, les circuits de transmission numériques sont généralement compatibles avec les dispositifs numériques du circuit de communication. Les systèmes de multiplexage les plus couramment utilisés sont le multiplexage par répartition de la fréquence (FDM) et le multiplexage par répartition dans le temps (TDM).

Le rapport technique sur la conception des systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie a d'abord été élaboré par la Commission Électrotechnique Internationale dans la CEI 60663 de 1980 intitulée "Conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie (à bande latérale unique)". En 1993, la Commission Électrotechnique Internationale a élaboré la CEI 60495, "Équipements terminaux à courants porteurs de lignes d'énergie à bande latérale unique". Dans les années qui ont suivi, les systèmes électroniques et les systèmes de communication associés pour dispositifs électroniques ont évolué et se sont considérablement développés. L'introduction de techniques d'émission et de réception numériques a amélioré la qualité de l'émission et de la réception dans les dispositifs électroniques, leur permettant de fournir une analyse de la qualité plus détaillée et un contrôle des données communiquées sur l'ensemble du réseau de distribution de l'énergie électrique, du centre de commande au fournisseur de service.

Ces deux normes, CEI 60663 et CEI 60495, ont été mises à jour et remplacées par les normes suivantes. La CEI 60663 est remplacée par la CEI 62488-1, et la CEI 60495 est remplacée par les CEI 62488-2, CEI 62488-3, CEI 62488-4 couvrant les équipements terminaux à courants porteurs sur, respectivement, lignes d'énergie analogiques, numériques et à bande large.

La première partie de la présente série est la CEI 62488-1. Les parties CEI 62488-2, CEI 62488-3, CEI 62488-4 feront suite à la présente norme. Au cours du développement des normes mentionnées ci-dessus, les normes existantes CEI 60663 et CEI 60495 continueront d'être utilisées. Elles seront ensuite éliminées à une date à définir par la Commission Électrotechnique Internationale en relation avec le comité d'études 57.

Ces normes internationales s'appliquent aux équipements terminaux à courants porteurs de lignes d'énergie (CPL) utilisés pour transmettre des informations sur les réseaux électriques, ce qui englobe les lignes d'énergie Extra Haute, Haute et Moyenne Tension (EHT/HT/MT). Les systèmes de modulation analogiques et numériques y sont inclus.

La série CEI 62488 comprend les parties suivantes, présentées sous le titre général: Systèmes de communication sur lignes d'énergie pour les applications des compagnies d'électricité:

- Partie 1: Conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie analogiques et numériques fonctionnant sur des réseaux d'électricité EHT/HT/MT;
- Partie 2: Équipements terminaux sur lignes d'énergie analogiques ou APLC;
- Partie 3: Équipements terminaux sur lignes d'énergie numériques ou DPLC;
- Partie 4: Systèmes sur lignes d'énergie à large bande ou BPL.

SYSTÈMES DE COMMUNICATION SUR LIGNES D'ÉNERGIE POUR LES APPLICATIONS DES COMPAGNIES D'ÉLECTRICITÉ –

Partie 1: Conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie analogiques et numériques fonctionnant sur des réseaux d'électricité EHT/HT/MT

1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 62488 s'applique à la conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie analogiques et numériques fonctionnant sur des réseaux d'électricité EHT/HT/MT. Elle a pour objet de définir la conception des services et des paramètres de performance relatifs aux exigences opérationnelles en matière d'émission et de réception efficace des données sur les réseaux électriques.

Le support de transmission utilisé par les différentes compagnies d'électricité comprend des systèmes analogiques et numériques accompagnés de services de communication plus courants, tels que les autorités de télécommunications nationales, les liaisons radio, les réseaux à fibres optiques et les réseaux par satellite. Grâce aux développements des infrastructures de communication au cours des deux dernières décennies et à la capacité des dispositifs connectés au réseau de communication électriques à communiquer en interne et en externe, il existe une grande variété d'architectures utilisables dans le réseau de distribution d'électricité pour fournir des communications sans raccord efficaces.

Ces séries de normes pour la conception des systèmes à courants porteurs de lignes d'énergie feront également partie intégrante du développement de l'architecture générale, la CEI 61850 développée par le comité d'études 57 de la CEI qui définit l'architecture fondamentale pour la formation du réseau électrique intelligent.

2 Termes, définitions et abréviations

2.1 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants s'appliquent.

NOTE D'autres termes utilisés dans la présente norme et non définis dans cet article ont la signification qui leur est attribuée par le Vocabulaire Électrotechnique International (VEI).

2.1.1

modulation d'amplitude

AM

technique de modulation dans laquelle les informations sont transmises par la variation d'amplitude d'une onde porteuse

2.1.2

interface analogique

interface dédiée au traitement de signaux analogiques à bande vocale

2.1.3

anomalie

petite divergence entre les données réellement reçues et les données souhaitées

Note 1 à l'article: La présence d'une anomalie isolée n'entraîne pas d'interruption des applications utilisant les données transmises.

2.1.4

atténuation

réduction de puissance le long d'une ligne de transmission pour le ou les modes à l'étude, exprimée de manière quantitative par le rapport ou le logarithme du rapport de la puissance d'entrée au point initial à la puissance de sortie correspondante au point final

2.1.5

disponibilité

temps ou fraction de temps pendant lequel ou laquelle un système est opérationnel sur un intervalle de temps donné

2.1.6

bruit de fond

bruit présent dans tous les canaux des lignes d'énergie haute tension réelles en raison, principalement, de l'effet couronne, des décharges partielles et des interférences électromagnétiques avec d'autres équipements CPL utilisés sur le même réseau électrique, ainsi que des interférences dues aux stations de radio fonctionnant sur le même spectre de fréquences radio

2.1.7

taux d'erreur binaire

TEB

rapport du nombre d'erreurs sur bits reçus au nombre total de bits envoyés

2.1.8

essai de taux d'erreur binaire

ETEB

ensemble d'instruments et méthodes de mesure à adopter pour évaluer le TEB d'un système de transmission

2.1.9

bande large sur lignes d'énergie

BPL

technologie permettant de transmettre des données sur lignes électriques au moyen de bandes passantes de plusieurs MHz

Note 1 à l'article: Ces systèmes fonctionnent généralement sur un spectre de fréquences situé dans une gamme de 1 MHz à 30 MHz, ce qui permet la transmission de communications à bande large. On peut retrouver ces systèmes dans toutes les gammes de lignes d'énergie, de BT à MT. Les systèmes BPL sont des moyens permettant de délivrer des communications à bande large vers les maisons, résidences et bâtiments d'entreprises. Parmi les systèmes BPL, nous pouvons distinguer les systèmes utilisés à l'extérieur des maisons ou bureaux (accès à l'Internet du domicile également appelé BPL d'accès ou applications de réseaux d'électricité intelligents exploités par les compagnies d'électricité) et les applications "à domicile" et "en interne" utilisées pour la réseautique domestique (généralement à l'aide d'une technologie de réseau Ethernet) et l'automation. Ces applications sont généralement appelées Home Plug.

2.1.10

gamme des fréquences porteuses

bande passante disponible pour une technologie de communication sur lignes d'énergie spécifique

Note 1 à l'article: En Europe, la gamme typique des fréquences porteuses du CPL HT à bande étroite est comprise entre 3 kHz et 148,5 kHz, celle du CPL à bande large est comprise entre 1,6 MHz et 30 MHz. Pour la norme américaine CPL de l'IEEE, la gamme de fréquences est comprise entre 45 kHz et 450 kHz. Les réglementations nationales peuvent exclure certaines parties de la gamme.

2.1.11

disposition des canaux

sous-division élémentaire de la gamme de fréquences porteuses ou d'une partie de celle-ci, allouée à un canal d'émission et réception CPL unique (bidirectionnel)

2.1.12**accès multiple par répartition en code
CDMA**

technique d'accès multiple dans laquelle un certain nombre d'émetteurs modulent leurs données sur des signaux pseudo-aléatoires présentant une relation orthogonale les uns par rapport aux autres, ce qui empêche les démodulateurs de voir les signaux qui ne les concernent pas

2.1.13**bruit coloré**

bruit non blanc ou tout bruit à bande large dont le spectre a une forme non plate

Note 1 à l'article: Également appelé bruit non blanc; il s'agit par exemple du bruit rose, du bruit brun ou du bruit autorégressif.

2.1.14**bruit d'effet couronne**

bruit provoqué par des décharges partielles sur les isolateurs et dans l'air, au voisinage immédiat des conducteurs électriques des lignes d'énergie aériennes

Note 1 à l'article: Les décharges se produisent sur les trois conducteurs de phase différents à des moments différents. Le niveau de bruit de l'effet couronne dépend fortement des conditions météorologiques. Le bruit de l'effet couronne est particulièrement intense quand les conditions météorologiques sont mauvaises.

2.1.15**condensateur de couplage**

condensateur utilisé pour le couplage du signal porteur avec la ligne d'énergie dans un système CPL

2.1.16**système de couplage**

groupe de dispositifs utilisés pour coupler les signaux haute fréquence CPL à la ligne d'énergie

2.1.17**défaut**

divergence importante entre les données réellement reçues et les données souhaitées

Note 1 à l'article: Les défauts tendent à interrompre le fonctionnement des applications qui utilisent les données transmises; on utilise les défauts comme entrées pour la surveillance des performances, la commande des actions à effectuer en conséquence de ces défauts et la détermination des causes des défauts.

Par exemple: perte de signal, perte de synchronisation, signal d'indication d'alarme, glissement, perte d'alignement de trames.

2.1.18**système de distribution à courants porteurs****DLC**

système pour la communication sur lignes de distribution d'électricité

Note 1 à l'article: Les systèmes DLC peuvent être des systèmes de communication à grande vitesse et bande étroite sur le réseau de distribution moyenne tension ou des systèmes de communication à bande large / bande étroite sur le réseau de distribution basse tension.

2.1.19**bande des fréquences de signaux effectivement transmise**

partie de la bande de fréquences utilisée pour la transmission du signal de bande de base

2.1.20**environnement**

conditions extérieures dans lesquelles un système fonctionne

Note 1 à l'article: Différentes classes de contraintes et de limites concernant les EMC/EMI sont définies pour des classes d'environnement telles que les classes industrielles, commerciales, domestiques.

2.1.21

seconde sans erreurs

EFS

période d'une seconde sans erreur sur les bits

2.1.22

seconde avec erreurs

ES

période d'une seconde dans laquelle un ou plusieurs bits comportent des erreurs

2.1.23

taux de secondes avec erreurs

ESR

rapport des secondes avec erreurs (ES) au nombre total de secondes dans le temps disponible pendant un intervalle de mesure fixé

2.1.24

interface Ethernet

Interface dédiée au traitement de signaux de données conformément à la recommandation IEEE 802.3 (2000)

2.1.25

correction d'erreurs sans voie de retour

technique utilisée pour corriger les erreurs apparaissant dans la transmission de données sur canaux de communication bruyants ou non fiables, consistant à coder le message d'une manière redondante au niveau de l'expéditeur en utilisant un code de correction d'erreur, ce qui permet au récepteur de corriger un nombre limité d'erreurs sur les bits

2.1.26

séquence de vérification de la trame

FCS

bits ou caractères supplémentaires ajoutés à une trame de données pour la détection d'erreur

2.1.27

taux de perte de trames

nombre de trames qui ne sont jamais parvenues à destination, divisé par le nombre de trames émises avec succès par la source

Note 1 à l'article: Ce nombre est habituellement exprimé sous forme de pourcentage.

2.1.28

multiplexage par répartition de la fréquence

FDM

technique de multiplexage consistant à allouer à plusieurs signaux indépendants des bandes de fréquences distinctes pour la transmission sur un canal commun

2.1.29

modulation par déplacement de fréquence

FSK

technique de modulation de fréquence dans laquelle des informations codées sont transmises au moyen de modifications discrètes de la fréquence d'une onde porteuse

2.1.30

débit binaire brut

nombre de bits par unité de temps échangés entre les terminaux d'une liaison CPL

2.1.31**retard de groupe**

temps de propagation d'un signal à bande étroite de l'entrée à la sortie d'un système linéaire

Note 1 à l'article: Mathématiquement, le retard de groupe est égal à la dérivée négative du décalage de phase en radians entre l'entrée et la sortie d'un système linéaire en fonction de la fréquence angulaire.

2.1.32**bruit impulsif**

bruit constitué d'impulsions de courte durée, d'amplitude et de durée aléatoires

2.1.33**gigue**

variations à court terme des instants importants d'un signal de synchronisation par rapport à leurs positions idéales dans le temps (court terme signifiant que ces variations sont de fréquence supérieure ou égale à 10 Hz)

2.1.34**latence**

temps entre l'envoi d'un paquet sur un réseau à commutation de paquets par la source, et la réception de ce paquet par la destination

Note 1 à l'article: La latence à sens unique se distingue de la latence aller-retour, qui est la somme de la latence à sens unique entre la source et la destination et de la latence à sens unique entre la destination et de nouveau la source. On indique plus souvent la latence aller-retour, car on peut la mesurer à partir d'un point unique. À noter que la latence aller-retour n'inclut pas le temps nécessaire au système de destination pour traiter le paquet.

2.1.35**unité d'adaptation de ligne****LMU**

unité qui assure l'interface du côté EHT/HT de la ligne d'énergie avec l'équipement CPL

Note 1 à l'article: Elle comprend généralement une boîte montée à proximité du condensateur de couplage. Ses caractéristiques sont normalisées par la recommandation CEI 60481.

2.1.36**circuit-bouchon**

dispositif présentant une impédance élevée à la bande de fréquences porteuses tout en introduisant une impédance négligeable à la fréquence industrielle

Note 1 à l'article: L'impédance élevée limite la puissance du signal porteur dans le système de puissance. Les circuits-bouchons sont connectés en série avec les lignes de transmission. Dans la plupart des cas, le circuit-bouchon est monté directement en haut du condensateur de couplage. Ses caractéristiques sont normalisées par la recommandation CEI 60353.

2.1.37**schéma de modulation**

technique servant à convertir un signal en bande de base en signal porteur à haute fréquence adapté pour la transmission sur lignes d'énergie

Note 1 à l'article: En voici des exemples: AM-SSB, spectre étalé, QAM, OFDM.

2.1.38**techniques de multiplexage**

procédé permettant de combiner plusieurs signaux de message analogiques ou trains de données numériques en un seul signal sur un support partagé

2.1.39**bruit à bande étroite**

processus bruyant à bande passante étroite, ex.: "ronflement" de 50/60 Hz de l'alimentation électrique

2.1.40

bande haute fréquence nominale

bande de fréquences dans laquelle un émetteur ou récepteur CPL particulier fonctionne dans la gamme des fréquences porteuses

2.1.41

impédance nominale

valeur de l'impédance prévue pour un circuit d'entrée ou de sortie et pour lequel les exigences requises s'appliquent

2.1.42

conditions d'utilisation

ensemble de conditions (tension, température, humidité, etc.) dans lesquelles les paramètres spécifiés conservent leurs taux de performances assignés

2.1.43

multiplexage par répartition orthogonale des fréquences

OFDM

schéma de modulation consistant à distribuer les données sur un grand nombre de sous-porteuses ayant des fréquences telles que les sous-porteuses soient orthogonales, ce qui empêche les démodulateurs de voir des sous-porteuses autres que les leurs

Note 1 à l'article: Chaque sous-porteuse est modulée avec un schéma de modulation traditionnel (par exemple QAM ou PSK) à un débit faible des symboles, ce qui maintient les débits de données totaux à des valeurs similaires à celles des schémas de modulation à porteuse unique traditionnels utilisant la même bande passante.

2.1.44

puissance d'enveloppe de crête

PEP

puissance moyenne d'un signal porteur présent au cours d'un cycle de la fréquence de porteuse à la crête la plus élevée de la modulation

Note 1 à l'article: Il convient, pour déterminer la puissance d'enveloppe de crête, de moduler l'émetteur au moyen de deux signaux vocaux sinusoïdaux de fréquence vocale et d'égale amplitude, situés dans la bande de fréquences effectivement transmise. L'émetteur est terminé par une charge résistive égale à son impédance nominale, et le limiteur n'est pas en service. L'amplitude des signaux de modulation doit être sélectionnée de manière à satisfaire aux exigences relatives aux émissions parasites. La puissance d'enveloppe de crête est alors considérée comme étant égale à quatre fois la puissance d'un de ces signaux, mesurés sélectivement (recommandation CCIR 326-1, point 3.1.3.1).

2.1.45

rapport puissance de crête à puissance moyenne

PAPR

puissance de crête d'un signal divisée par sa puissance moyenne

2.1.46

modulation par déplacement de phase

PSK

schéma de modulation qui transmet les données en modifiant, ou modulant, la phase du signal porteur

2.1.47

puissance de sortie moyenne de CPL

puissance de sortie d'un terminal CPL pondérée sur une période suffisamment longue par rapport au temps de cycle de la fréquence de modulation minimale, et pendant laquelle cette puissance moyenne prend la valeur maximale pour laquelle l'équipement a été conçu

2.1.48

puissance de sortie nominale de CPL

puissance de sortie nominale d'un terminal CPL exprimée sous la forme de la puissance d'enveloppe de crête (PEP) pour laquelle l'équipement a été conçu, compatible avec les

exigences relatives aux émissions parasites, disponible à la sortie de fréquence porteuse aux bornes d'une charge résistive égale à l'impédance nominale

2.1.49

équipement terminal CPL

équipement capable de gérer une liaison de télécommunication et une ligne d'énergie haute tension, principalement utilisé pour transmettre, de manière fiable, des signaux vocaux, de données et de protection du système de puissance

2.1.50

ligne d'énergie

installation utilisée pour transférer l'énergie électrique d'un point à un autre dans un système électrique

2.1.51

modulation d'amplitude en quadrature

QAM

schéma de modulation analogique ou numérique transmettant deux signaux de message analogiques, ou deux trains de bits numériques, en modifiant (modulant) les amplitudes de deux ondes porteuses ayant une différence de phase de 90° à l'aide du schéma de modulation numérique par déplacement d'amplitude (ASK - amplitude-shift keying) ou du schéma de modulation analogique à modulation d'amplitude (AM)

2.1.52

objectif de qualité

niveau de qualité spécifié que doit atteindre un système pour être considéré acceptable

Note 1 à l'article: Dans la communication vocale, les objectifs de qualité peuvent être subjectifs lorsque les auditeurs jugent la qualité des transmissions au moyen de critères d'admissibilité tels que: excellent, bon, correct, médiocre ou insatisfaisant.

2.1.53

qualité de service

QoS

mesure de performance définie d'un système de communication de données

2.1.54

fiabilité

capacité relative d'un système à fonctionner de manière régulière conformément à ses spécifications

2.1.55

affaiblissement de réflexion

perte de puissance de signal, résultant des réflexions dues aux défauts d'adaptation d'impédance

Note 1 à l'article: L'affaiblissement de réflexion est habituellement exprimé sous forme de rapport en décibels (dB).

2.1.56

niveau de sensibilité

niveau de puissance minimum d'un signal HF à appliquer à l'entrée du récepteur pour soutenir le débit de données maximum spécifié par un TEB prédéfini

Note 1 à l'article: Exemple: niveau de sensibilité = -60 dBm à 64 kbits/s et TEB = 10⁻⁶.

2.1.57

interface série

interface dédiée au traitement de signaux de données en série

2.1.58

seconde avec erreurs graves

SES

période d'une seconde qui a un taux d'erreurs de bits $\geq 10^{-3}$ ou pendant laquelle une perte de signal (LOS) ou un signal d'indication d'alarme (AIS) est détecté

2.1.59

taux de secondes avec erreurs graves

SESR

rapport des secondes avec erreurs graves (SES) au nombre total de secondes dans le temps disponible pendant un intervalle de mesure fixé

2.1.60

modulation à bande latérale unique

AM-SSB

amélioration de la modulation d'amplitude permettant de faire un usage plus efficace de l'énergie électrique et de la bande passante

2.1.61

rapport signal-bruit

SNR

rapport de la puissance du signal à la puissance du bruit

2.1.62

réseau intelligent (smartgrid)

application de l'intelligence informatique et des capacités de mise en réseau au système de distribution d'électricité, de manière à lui permettre de contrôler, protéger et optimiser automatiquement le fonctionnement de ses éléments interconnectés, depuis le système de production centralisée et décentralisée d'énergie en passant par le réseau haute tension et le système de distribution, jusqu'aux utilisateurs industriels et aux systèmes immotiques, aux installations de stockage d'énergie et aux consommateurs finals et à leurs thermostats, aux véhicules électriques, aux appareils et autres articles électroménagers

2.1.63

émissions parasites

émissions sur une ou plusieurs fréquences situées en dehors de la bande de fréquences porteuses nominales du signal

Note 1 à l'article: Les émissions parasites comprennent des harmoniques, des signaux parasites et des produits d'intermodulation.

2.1.64

affaiblissement dû à une dérivation

mesure de la perte de puissance subie par un signal de fréquence porteuse lorsqu'il est connecté à la sortie de porteuse d'un équipement CPL

2.1.65

réseau de gestion des télécommunications

RGT

architecture pour la gestion, laquelle comprend la conception, l'approvisionnement, l'installation, la maintenance, l'utilisation et l'administration des équipements, réseaux et services de télécommunications

Note 1 à l'article: La RGT est structurée autour des normes de gestion OSI et s'applique à toutes les technologies de télécommunications: câblées, sans fil, ainsi que tous les réseaux privés et publics.

2.1.66

capacité (throughput)

nombre de bits par unité de temps disponibles sur l'interface de données d'utilisateur d'une liaison CPL

2.1.67**accès multiple par répartition dans le temps****TDMA**

technique d'accès multiple utilisant le multiplexage par répartition dans le temps (TDM)

2.1.68**multiplexage par répartition dans le temps****TDM**

technique de multiplexage consistant à allouer à plusieurs émetteurs des intervalles de temps périodiques distincts pour la transmission sur un canal commun

2.1.69**bruit transitoire**

bruit comprenant des impulsions de bruit de durée relativement longue

2.1.70**dérapiage**

variations à long terme des intervalles de temps importants d'un signal numérique par rapport à leurs positions idéales dans le temps (le long terme impliquant que ces variations sont de fréquence inférieure à 10 Hz)

2.1.71**bruit blanc**

bruit purement aléatoire dont le spectre de puissance est plat

Note 1 à l'article: Le bruit blanc à bande limitée désigne le bruit à spectre plat et à bande passante limitée.

2.2 Abréviations

ADSL	asymmetrical digital subscriber line (ligne d'abonné numérique à débit asymétrique)
AGC	automatic gain control (commande automatique de gain)
AIS	alarm indication signal (signal d'indication d'alarme)
AM	modulation d'amplitude
APLC	analogue power line carrier (courant porteur sur lignes d'énergie analogiques)
AWGN	additive white Gaussian noise (bruit blanc gaussien superposé)
BER	bit error ratio (taux d'erreurs sur bit)
TEB	taux d'erreurs sur bits
BERT	bit error ratio test (essais sur le taux d'erreurs de bits)
ETEB	essais sur le taux d'erreurs de bits
BPL	broadband over power line (bande passante sur lignes d'énergie)
CC	condensateur de couplage
CDMA	code division multiple access (accès multiple par répartition en code)
CENELEC	comité européen de normalisation électrotechnique
CF	carrier frequency (fréquence porteuse)
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectrotechniques
CSMA/CD	carrier sense multiple access with collision detection (accès multiple par surveillance du signal et détection de collision)
CVT	capacitor voltage transformer (transformateur condensateur de tension)
DLC	distribution line carrier (système de distribution à courants porteurs)
DPLC	digital power line carrier (courant porteur sur lignes d'énergie numériques)
E&M	ear and mouth (émission-réception) (fils de signalisation téléphonique)

EFS	error free second (seconde sans erreurs)
EHT	extra haute tension
CEM	compatibilité électromagnétique
EMI	electromagnetic interference (perturbations électromagnétiques)
EPS	electricity power system (système de puissance électrique)
ES	errored second (seconde avec erreurs)
ESR	errored second ratio (taux de secondes avec erreurs)
ETH	Ethernet
ETSI	European telecommunications standards institute (Institut européen des normes de télécommunication)
FCS	frame check sequence (séquence de vérification de la trame)
FDM	frequency division multiplexing (multiplexage par répartition de la fréquence)
FIR	finite impulse response (réponse en impulsion finie)
FSK	frequency shift keying (modulation par déplacement de fréquence)
FXO	foreign exchange office (port recevant la ligne téléphonique)
FXS	foreign exchange subscriber (port raccordant la ligne téléphonique)
GMR	geometric mean radius (rayon géométrique moyen)
HF	haute fréquence
HTTP	hypertext transfer protocol (protocole de transfert hypertexte)
HT	haute tension
OACI	Organisation de l'aviation civile internationale
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Institut des ingénieurs électriciens et électrotechniciens)
IETF	Internet Engineering Task Force (détachement d'ingénierie Internet)
VEI	Vocabulaire Électrotechnique International
IP	Internet protocol (protocole Internet)
ISO	international organisation for standardisation (Organisation internationale de normalisation)
UIT	Union internationale des télécommunications
LAN	local area network (réseau local)
LMS	least mean squares (moindres carrés moyens)
LMU	line matching unit (unité d'adaptation de ligne)
LOS	loss of signal (perte de signal)
BT	basse tension
MAC	media access control (contrôle d'accès aux médias)
MOS	mean opinion score (note moyenne d'opinion)
MT	moyenne tension
NAT	network address translation (traduction d'adresses de réseau)
NIC	network information center (centre d'information réseau)
OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing (multiplexage par répartition orthogonale des fréquences)
OPGW	optical ground wire (fil de terre optique)
OSI	open system interconnection (interconnexion de systèmes ouverts)
OSPF	open shortest path first (interface OSPF)
PABX	private automatic branch exchange (autocommutateur privé)
PAM	pulse amplitude modulation (modulation d'impulsions en amplitude)

PAPR	peak to average power ratio (rapport puissance de crête à puissance moyenne)
PEP	peak envelope power (puissance d'enveloppe de crête)
PESQ	perceptual evaluation of speech quality (évaluation de la qualité vocale perçue)
CPL	système à courants porteurs sur lignes d'énergie
PLCS	power line communication system (système de communication sur lignes d'énergie)
PLT	power line telecommunications (communications sur ligne d'énergie)
PSK	phase shift keying (modulation par déplacement de phase)
QAM	quadrature amplitude modulation (modulation d'amplitude en quadrature)
QoS	quality of service (qualité de service)
QPSK	quadrature phase shift keying (modulation par déplacement de phase en quadrature)
REN	renewable energy (énergie renouvelable)
RIP	routing information protocol (protocole RIP)
RMS	root mean square (valeur efficace)
RTU	remote terminal unit (terminal à distance)
Rx	receive(r) (récepteur)
SCADA	supervisory control and data acquisition (système de supervision, contrôle et acquisition de données)
SDA	synchronous digital hierarchy (hiérarchie numérique synchrone)
SES	severely errored second (seconde avec erreurs graves)
SESR	severely errored second ratio (taux de secondes avec erreurs graves)
SNMP	simple network management protocol (protocole SNMP)
SNR	signal to noise ratio (rapport signal-bruit)
SSB	single side band (bande latérale unique)
BLU	bande latérale unique
TCP	transmission control protocol (protocole de contrôle de transmission)
TDM	time division multiplexing (multiplexage par répartition dans le temps)
TDMA (time division multiple access)	time division multiple access (accès multiple par répartition dans le temps)
Tx	émetteur
UDP	user datagram protocol (protocole de datagramme utilisateur)
VDSL	very-high-bit-rate digital subscriber line (ligne d'abonné numérique à très haut débit binaire)
VoIP	voice over IP (voix sur IP)
WAN	wide area network (réseau étendu)
Wi-Fi	Wireless Fidelity (réseau à accès sans fil)

3 Systèmes de communication sur lignes d'énergie

3.1 Présentation du CPL

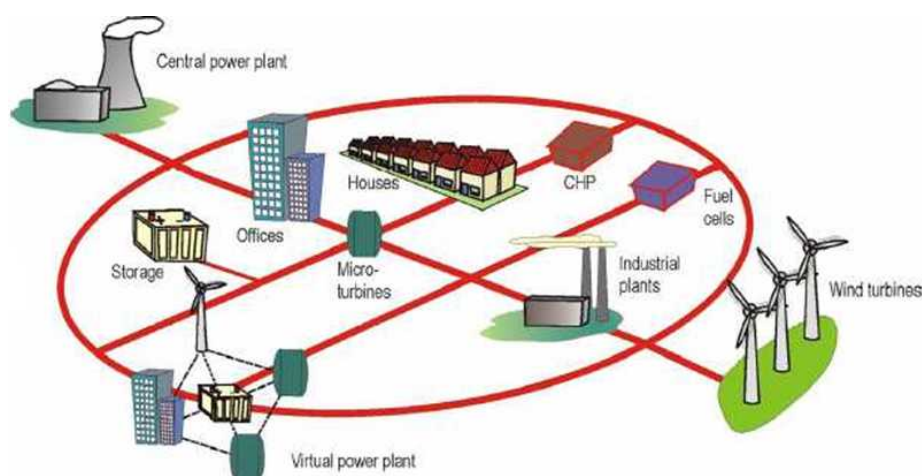
3.2 Utilisation du CPL

Les réseaux électriques n'ont guère évolué entre le milieu du 20ème siècle et les années 1980, époque à laquelle les techniques de traitement numérique ont commencé à se généraliser.

Depuis lors, l'évolution constante dans l'électronique des télécommunications et le besoin d'un réseau électrique plus fiable ont transformé le CPL. Il s'agissait initialement d'équipements de liaison point à point individuelle principalement utilisés pour supporter le service de téléprotection et l'interconnexion PABX simple afin d'étendre le service de téléphonie. Ces équipements sont ensuite devenus des équipements de mise en réseau modernes pouvant être utilisés dans les architectures de télécommunications orientées vers les services.

Le système à courants porteurs sur lignes d'énergie moderne peut être intégré dans un réseau de communication IP interconnectant les nœuds au niveau de la liaison de données sous forme de liaisons point à point (sur les réseaux HT et EHT) ou en tant que partie du réseau lui-même (applications à large bande multipoint sur les réseaux MT et BT).

De plus, cette nouvelle architecture offre des solutions pour la gestion, le contrôle et la surveillance des équipements (capacités SNMP principalement) qui réduisent le coût de mise en service et de maintenance.



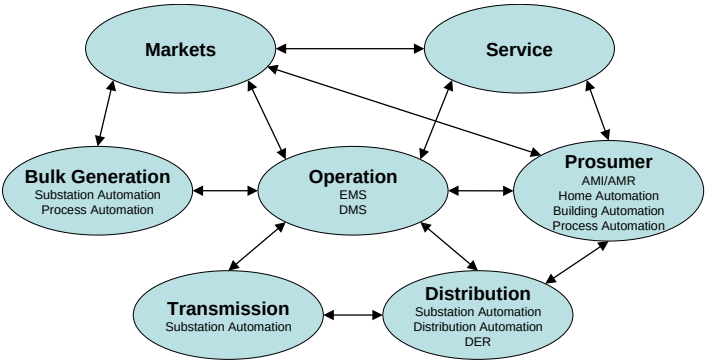
(Source: COM/2006/0105 DOCUMENT VERT final –
Stratégie européenne pour une énergie durable, compétitive et sûre)

Légende

Anglais	Français
Central power plant	Centrale électrique
Houses	Habitations
Storage	Entrepôt
Offices	Bureaux
Virtual power plant	Centrales virtuelles
CHP	Centrale électrocalogène
Fuel cells	Piles à combustible
Industrial plants	Usines industrielles
Wind turbines	Éoliennes

Figure 1 – Vision du réseau intelligent

Les réseaux d'électricité actuels se transforment en réseaux d'électricité intelligents, ce qui amène de plus en plus de compagnies d'électricité à exiger une amélioration des ressources de communication. Le CPL joue un rôle clé dans ce domaine. La Figure 1 illustre un exemple de réseau d'électricité intelligent.



(Source: CEI SMB/SG3 SMART GRID Survey – 2009)

Légende

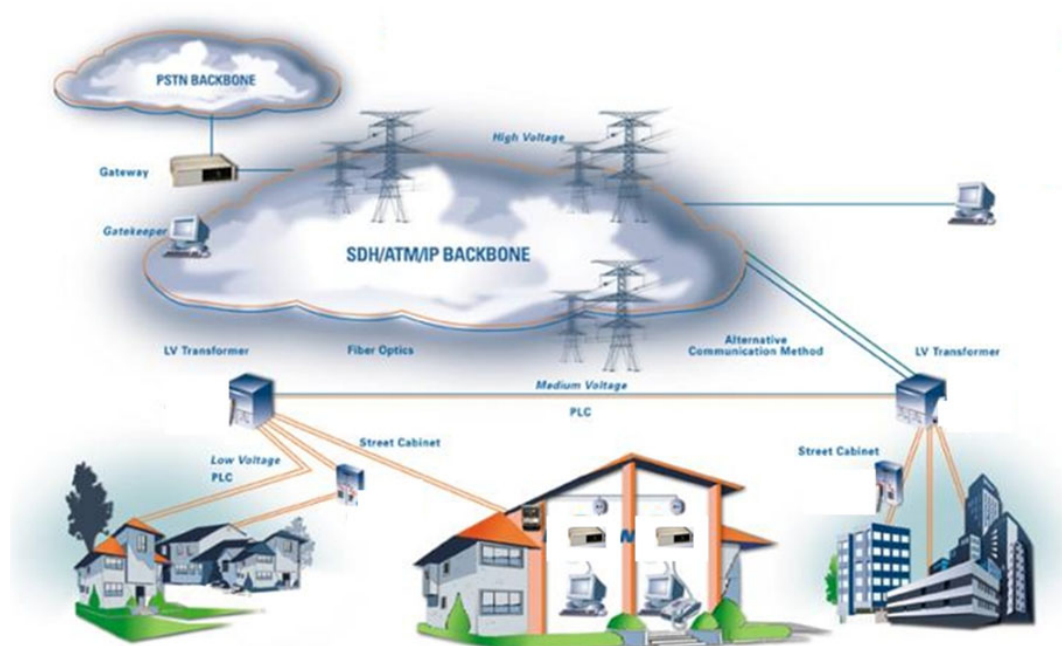
Anglais	Français
Markets	Marchés
Service	Service
Bulk Generation Substation Automation Process Automation	Génération en vrac Automatisation de poste Automatisation de procédé
Operation EMS DMS	Fonctionnement EMS DMS
Prosumer AMI/AMR Home Automation Building Automation Process Automation	Proconsommateur AMI/AMR Domotique Immotique Automatisation de procédé
Transmission Substation Automation	Transport Automatisation de poste
Distribution Substation Automation Distribution Automation DER	Distribution Automatisation de poste Automatisation de distribution DER

Figure 2 – Acteurs du réseau intelligent

Ils sont omniprésents et représentent une technologie éprouvée depuis longtemps exploitée dans n'importe quel segment des réseaux d'électricité (de EHT/HT/MT à BT), garantissant ainsi des applications très réussies. Un exemple est représenté sur la Figure 2.

3.3 Système de télécommunication CPL

Un système de télécommunication CPL comprend une ou plusieurs liaisons CPL avec d'autres types de télécommunications, comme les communications SDH. Elles peuvent former un réseau de CPL ou en faire partie. Un exemple est représenté sur la Figure 3.



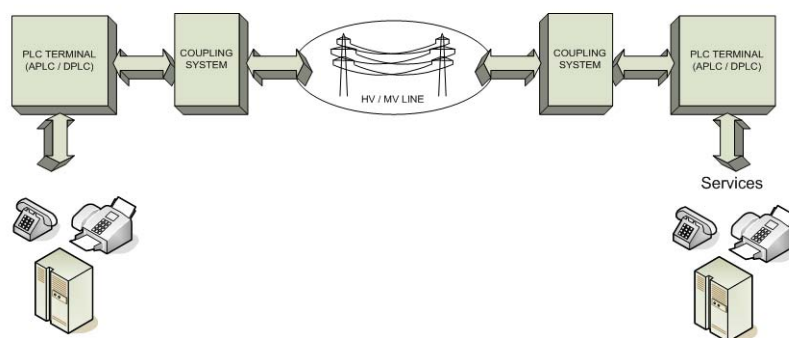
Légende

Anglais	Français
PSTN backbone	Réseau général PSTN
Gateway	Passerelle
Gatekeeper	Portier
LV Transformer	Transformateur BT
Backbone	Réseau général (dorsale)
High Voltage	Haute tension
Fiber Optics	Fibre optique
Medium Voltage PLC	CPL moyenne tension
Low Voltage PLC	CPL basse tension
Street Cabinet	Armoire urbaine
Alternative Communication Method	Méthode de communication alternative
SDH/ATM/IP BACKBONE	DORSALE SDH/ATM/IP

Figure 3 – Système de télécommunication CPL complexe

Selon la définition, chaque liaison de télécommunication CPL comprend:

- deux terminaux CPL,
- deux systèmes de couplage,
- une ligne électrique (EHT/HT/MT).



Légende

Anglais	Français
PLC Terminal (APLC/DPLC)	Terminal CPL (APLC/DPLC)
Coupling system	Système de couplage
HV/MV line	Ligne HT/MT
Services	Services

Figure 4 – Liaison de télécommunication CPL

Les équipements terminaux peuvent être divisés en deux catégories: les équipements CPL analogiques et les équipements CPL numériques, désignés respectivement systèmes APLC et DPLC. Une description générale de ces équipements mettant l'accent sur leurs principales caractéristiques techniques est fournie dans les alinéas suivants. Un exemple de ce type de liaison est donné dans la Figure 4.

Les aspects détaillés concernant les supports de transmission de ligne d'énergie et les systèmes de couplage sont décrits dans l'Article 5 du présent document.

Voir l'Annexe A concernant les conditions environnementales et l'Annexe B concernant la compatibilité électromagnétique des équipements CPL.

3.4 Systèmes CPL analogiques et numériques (APLC et DPLC)

3.4.1 Systèmes APLC

Les systèmes APLC, illustrés sur la Figure 5, ont été utilisés à partir des années 1930 et sont généralement utilisés par les compagnies d'électricité pour leur communication (téléprotection, téléphone et données, fax), principalement sur le réseau de transmission d'électricité EHT et HT.

Le schéma de modulation généralement utilisé pour ces systèmes est la modulation d'amplitude à bande latérale unique (BLU) pour transporter un ou plusieurs canaux téléphoniques de base dans la gamme des porteuses allant de 20 kHz à 500 kHz (s'étendant parfois jusqu'à 1 MHz).

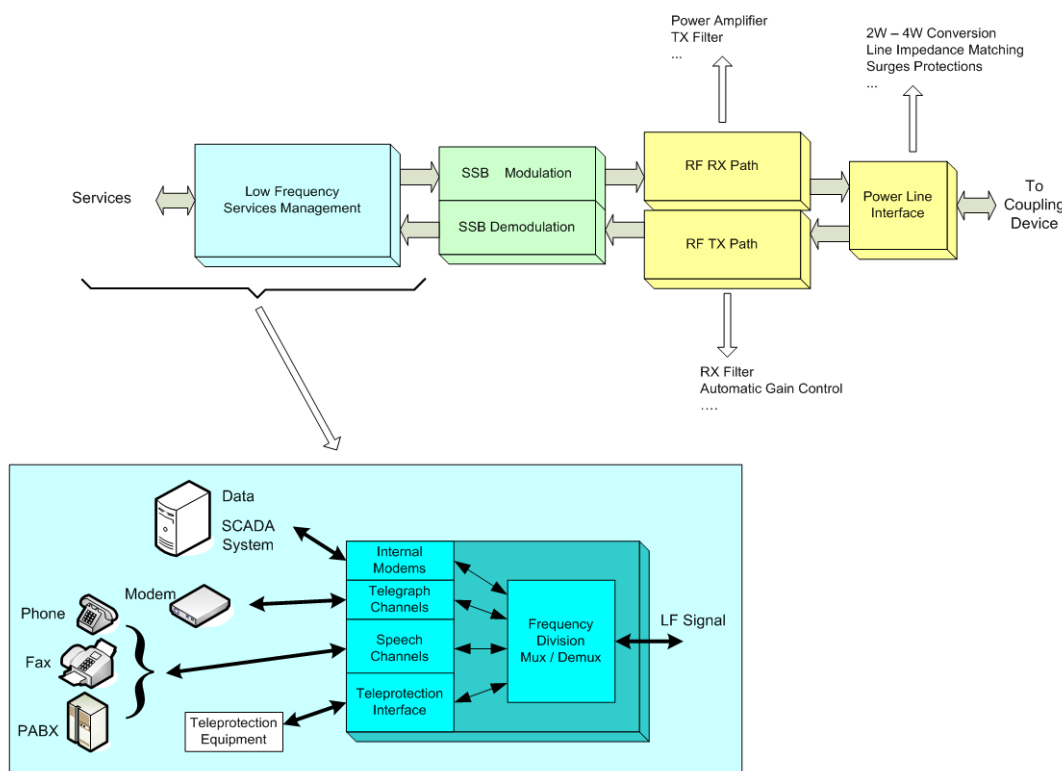
Si plusieurs services sont requis, ils sont mélangés à l'aide du multiplexage par répartition de la fréquence (FDM). La principale limitation des systèmes APLC est le débit de données qui se limite à quelques centaines de bits/s par service en raison de la bande passante limitée et de la nature de la modulation.

Certaines des technologies les plus utilisées dans les systèmes APLC sont répertoriées ci-après:

- Multiplexage par répartition de la fréquence (FDM);

- Modulation à bande latérale unique;
- Egalisation de canaux;
- Modem FSK (débits $\leq 2\,400$ bits/s);
- Modem PSK ou QPSK (débits > 600 bits/s).

La structure d'un équipement terminal APLC type est donnée sur la Figure 5.



Légende

Anglais	Français
Power Amplifier Tx Filter	Amplificateur de puissance Filtre Tx
2W-4W Conversion	Conversion 2W-4W
Line Impedance Matching	Adaptation de l'impédance de ligne
Surges Protection	Protections contre les surtensions
Services	Services
Low Frequency Services Management	Gestion des services basse fréquence
SSB Modulation	Modulation BLU
SSB Demodulation	Démodulation BLU
RF RX Path	Chemin RF RX
RF TX Path	Chemin RF TX
Power Line Interface	Interface de ligne d'énergie
To coupling device	Vers dispositif de couplage
RX Filter	Filtre RX
Automatic Gain Control	Commande automatique de gain
Data	Données
SCADA System	Système SCADA

Anglais	Français
Modem	Modem
Phone	Téléphone
Fax	Fax
PABX	PABX
Teleprotection Equipment	Équipements de téléprotection
Internal Modems	Modems internes
Telegraph Channels	Canaux télégraphiques
Speech Channels	Canaux vocaux
Teleprotection Interface	Interface de téléprotection
Frequency Division Mux/Demux	Multiplexeur/démultiplexeur par répartition de fréquence
LF Signal	Signal BF

Figure 5 – Structure type d'un équipement terminal APLC

3.4.2 Systèmes DPLC

Le début des années 1980 a été le point de départ d'un intérêt croissant pour le développement de systèmes CPL basés sur des schémas de modulation numériques. Les informations d'origine peuvent être, soit des données dans leur format d'origine, soit des signaux numérisés: voix, fax ou autres.

Lorsque plusieurs services doivent être transmis, un CPL numérique utilise le multiplexage par répartition dans le temps (TDM) pour agencer les différents services en un seul flux.

Les principaux avantages des liaisons CPL numériques par rapport aux liaisons CPL analogiques sont les suivants:

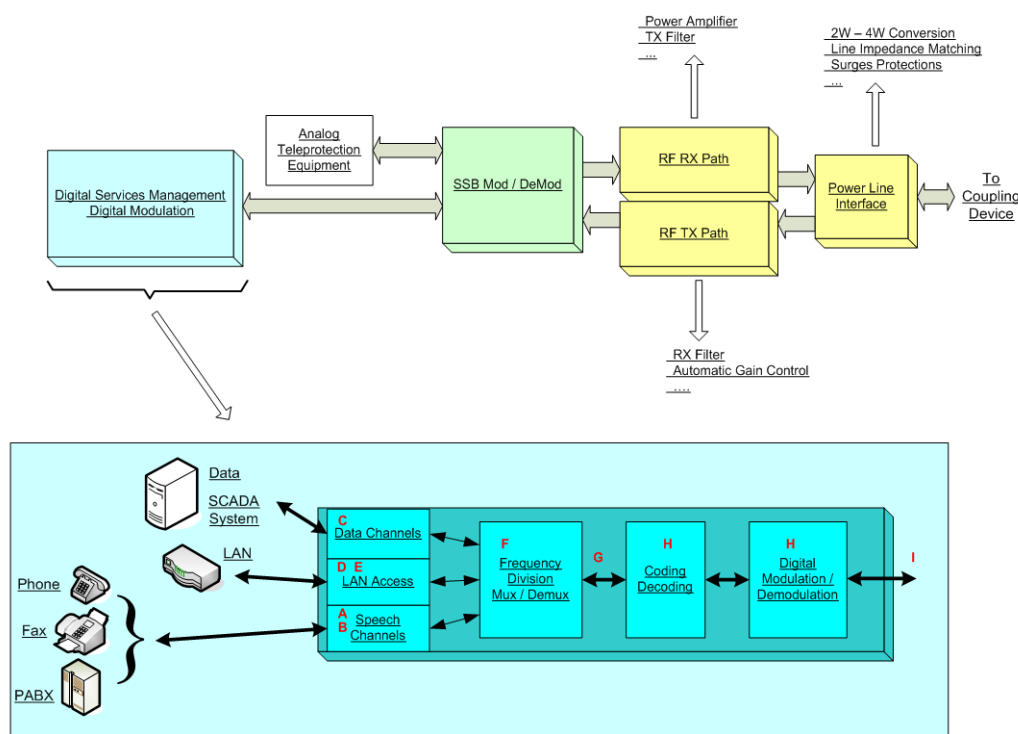
- a) Meilleure capacité de transmission par rapport aux liaisons CPL analogiques traditionnelles pour une même bande passante de canal:
 - davantage de canaux de données (ou canaux de données fonctionnant à des débits plus élevés);
 - davantage de canaux vocaux grâce aux techniques de codage de la voix.
- b) Facilité d'intégration du réseau CPL dans un réseau numérique plus important (CPL numérique intégré sous forme de composant d'un réseau de télécommunications numérique):
 - Canal $n \times 64$ kbit/s servant de canal tributaire d'un réseau de télécommunications numérique
 - Interfaces de données numériques pour des données à vitesse réduite, qui permettent d'éviter les modems intermédiaires
 - Le débit de données des DPLC permet leur utilisation pour la connexion de LAN à LAN (généralement via un accès Ethernet);
 - Un accès à un réseau natif permet d'intégrer facilement les liaisons DPLC dans un système de gestion de réseaux.
- c) L'utilisation du multiplexage par répartition dans le temps offre un plus grand degré de flexibilité par rapport au multiplexage par répartition de la fréquence.

Les liaisons CPL numériques peuvent être utilisées dans les liaisons d'accès ou liaisons internes de réseau, pour la transmission de signaux, ex.: voix, données et téléprotection.

Certaines des technologies les plus utilisées dans les systèmes DPLC sont répertoriées ci-après:

- Modulation d'amplitude en quadrature (QAM);
- Modulation multiporteuse (OFDM);
- Codage en treillis;
- Suppression d'écho;
- Égalisation adaptative;
- Multiplexage par répartition dans le temps;
- Compression de la parole.

La structure d'un équipement terminal DPLC type est donnée sur la Figure 6.



Légende:

- A Interfaces parole/téléphone: 2 fils ou 4 fils avec signalisation E&M, FXO et FXS
- B Le codage vocal et la gestion incluent la compression/décompression de la parole, la suppression d'écho, la gestion numérique de la signalisation et de la progression d'appel, la télécopie, etc.
- C Interfaces pour le service de données: V.24/V.28, V11 (X21, X24), G.703, etc.
- D Interface LAN; interface Ethernet principalement
- E TCP ou UDP /IP pour la communication LAN - LAN. Niveau applicatif possible également (FTP, SNMP).
- F Multiplexeur par répartition dans le temps numérique; multiplexe un certain nombre de canaux dans un flux binaire en série agrégé.
- G Interface numérique, données série multiplexées agrégées à un débit binaire brut donné. La valeur spécifique de ce débit binaire brut dépend de la mise en œuvre. Pour une mise en œuvre donnée, il peut y avoir différentes valeurs possibles.
- H Convertisseur de signaux; convertit les données numériques en un signal qui est adapté pour la transmission sur canaux CPL de bande limitée, à l'aide d'un format de modulation donné. Les deux schémas de modulation principaux actuellement utilisés sont QAM et OFDM.
- I Signal à bande limitée transportant les informations numériques de G.

Légende

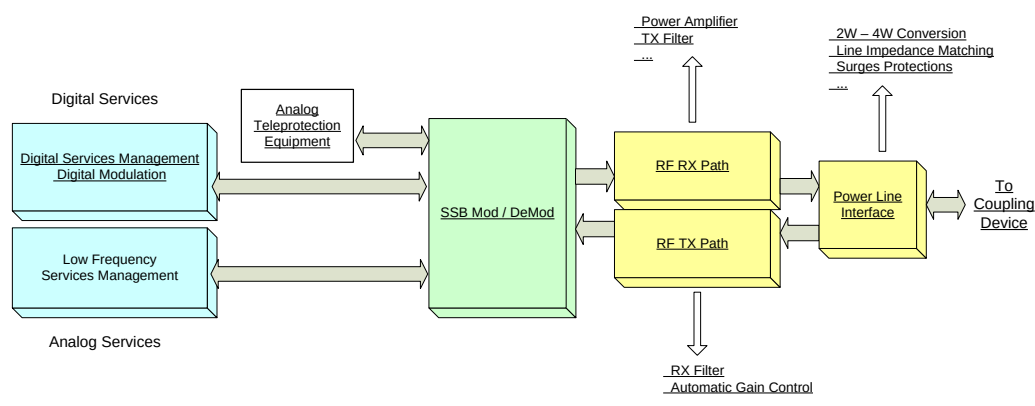
Anglais	Français
Power Amplifier	Amplificateur de puissance
	Filtre TX

Anglais	Français
2W-4W Conversion	Conversion 2W-4W
Line Impedance Matching	Adaptation d'impédance de ligne
Surges Protection	Protections contre les surtensions
Digital Services Management	Gestion des services numériques
Digital Modulation	Modulation numérique
Analog Teleprotection Equipment	Équipement de téléprotection analogique
SSB Mod/DeMod	Mod/Démod. BLU
RF RX Path	Chemin RF RX
RF TX Path	Chemin RF TX
Power Line Interface	Interface de ligne d'énergie
To coupling device	Vers dispositif de couplage
RX Filter	Filtre RX
Automatic Gain Control	Commande automatique de gain
Data	Données
SCADA System	Système SCADA
Phone	Téléphone
Data Channels	Canaux de données
LAN Access	Accès LAN
Speech Channels	Canaux de parole
Frequency Division Mux/deMux	Multiplexeur/démultiplexeur par répartition de la fréquence
Coding	Codage
Decoding	Décodage
Digital Modulation / Demodulation	Modulation/démodulation numérique
Fax	Fax
PABX	PABX

Figure 6 – Structure type d'un équipement terminal DPLC

Il est important de noter que la fonctionnalité de téléprotection est actuellement encore générée comme un service analogique.

Selon la conception, il peut y avoir un accès pour une téléprotection analogique externe, ainsi qu'un dispositif de téléprotection intégré dans le système CPL.



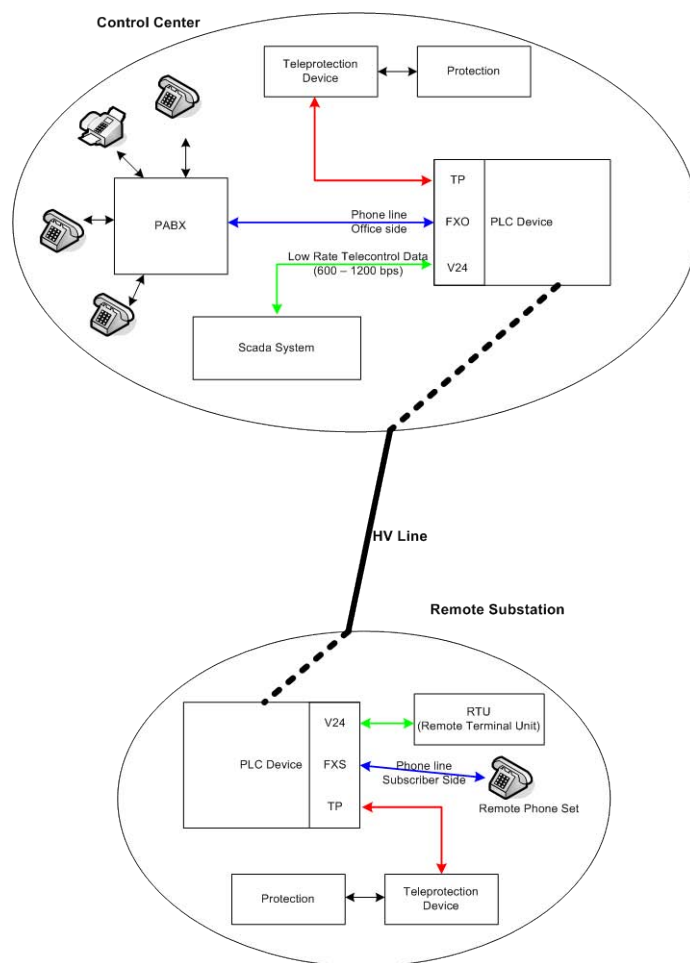
Légende

Anglais	Français
Power Amplifier	Amplificateur de puissance
TX Filter	Filtre TX
2W-4W Conversion	Conversion 2W-4W
Line Impedance Matching	Adaptation d'impédance de ligne
Surges Protections	Protections contre les surtensions
Digital Services	Services numériques
Digital Services Management	Gestion des services numériques
Digital Modulation	Modulation numérique
Low Frequency Services Management	Gestion des services à basse fréquence
Analog Services	Services analogiques
Analog Teleprotection Equipment	Équipement de téléprotection analogique
SSB Mod/deMod	Mod/démod BLU
RF RX Path	Chemin RF RX
RF TX Path	Chemin RF TX
Power Line Interface	Interface de ligne de puissance
To coupling device	Vers dispositif de couplage
RX Filter	Filtre RX
Automatic Gain Control	Commande automatique de gain

Figure 7 – Structure d'un équipement terminal APLC/DPLC

Les systèmes CPL peuvent également être composés d'une combinaison de terminaux APLC/DPLC. La Figure 7 donne un exemple de ce type de système CPL.

Une liaison APLC/DPLC type transportant des services de télécontrôle, téléprotection et téléphonie est donnée dans la Figure 8.



Légende

Anglais	Français
Control Center	Centre de conduite
Teleprotection Device	Dispositif de téléprotection
Phone line Office side	Ligne téléphonique côté bureau
PLC Device	Dispositif CPL
Low Rate Telecontrol Data (600-1 200 bps)	Données de télécontrôle à faible débit (600-1 200 bps)
Scada System	Système Scada
HV Line	Ligne HT
Remote substation	Poste distant
Remote Terminal Unit	Terminal à distance
Phone line Subscriber Side	Ligne téléphonique côté abonné
Remote Phone Set	Combiné téléphonique distant
Teleprotection device	Dispositif de téléprotection
Protection	Protection
TP	TP
FXD	FXD
V24	V24
PABX	PABX

Figure 8 – Liaison APLC/DPLC transportant des services de télécontrôle, téléprotection et téléphonie

3.5 Schémas de modulation CPL

3.5.1 Généralités

La technique de modulation à adopter pour les équipements CPL est un problème de conception dépendant de plusieurs facteurs. Les principales caractéristiques et les principaux paramètres à considérer pour effectuer une évaluation et une comparaison des techniques de modulation les plus fréquemment utilisées dans le domaine CPL sont décrits ci-après.

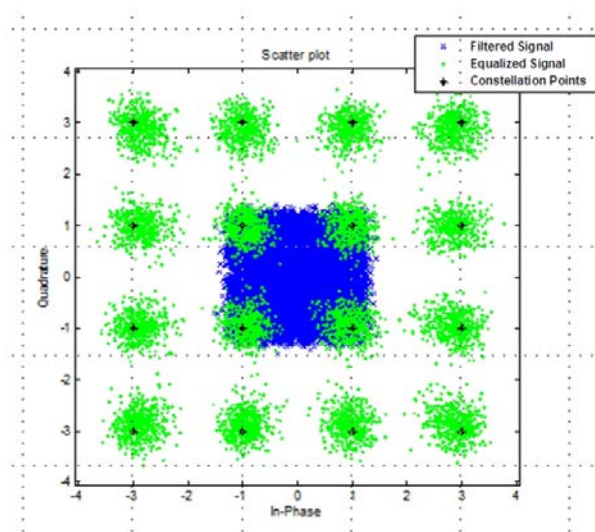
3.5.2 AM-SSB (Voir Tableau 1)

AM-SSB est l'abréviation de modulation d'amplitude à bande latérale unique (Amplitude Modulation with Single Sideband). Cette méthode de modulation est utilisée dans les équipements terminaux CPL analogiques (CEI 60495:1993). Elle peut également être utilisée comme modulation haute fréquence finale dans un terminal CPL numérique. Le schéma de modulation d'amplitude traditionnel (avec à la fois la transmission par bandes latérales et la transmission par porteuse complète) était utilisé au tout début du CPL analogique, mais il a été remplacé par la modulation BLU pour garantir une meilleure transmission. En effet, la suppression d'une des bandes latérales et la suppression de la porteuse (ou la transmission d'une porteuse à amplitude réduite) permettent de réduire sensiblement la puissance transmise tout en offrant la même qualité de service avec le même rapport signal-bruit.

3.5.3 QAM (Voir Tableau 1)

Les modulations d'amplitude en quadrature sont en fait des combinaisons des modulations ASK et PSK. Une représentation géométrique de ces facteurs d'amplitude est souvent utilisée. Cette représentation géométrique est appelée espace des signaux, et chaque forme d'onde est représentée par un point dans l'espace des signaux. L'efficacité spectrale, à savoir le nombre de bits/s pouvant être transmis pour chaque Hz de bande passante, est élevée; ceci conduit à des débits de transmission élevés (bits/s) sur une bande passante étroite (Hz).

Dans une mise en œuvre pratique, le train binaire d'entrée à transmettre est regroupé en symboles de n bits. Un symbole de n bits est utilisé pour adresser un des 2^n points dans l'espace des signaux, dans un processus appelé "mappage des symboles". Un exemple simple pour $n = 4$ (16-QAM) est donné sur la Figure 9.



Légende

Anglais	Français
Quadrature	Quadrature
Scatter plot	Diagramme de dispersion

Anglais	Français
Filtered signal	Signal filtré
Equalized signal	Signal égalisé
Constellation Points	Points de constellation
In-Phase	En phase

Figure 9 – Espace des signaux pour une constellation 16-QAM

On peut voir que la performance d'un modem QAM dépend principalement de la géométrie de l'espace des signaux. La robustesse contre le bruit, par exemple, dépend de la distance euclidienne entre les points. Le but du récepteur est de détecter les points reçus et de décoder les bits correspondants, mais le signal reçu est corrompu par le bruit de canal et autres perturbations. L'effet du bruit sur l'espace des signaux est que les points ne sont pas clairement définis, mais sont dispersés sur les zones dans lesquelles le signal reçu peut se trouver. Le récepteur définit alors une zone de décision autour de tous les points théoriques; si le signal reçu est dans la zone de décision, le point théorique correspondant est décodé et considéré valide. Si, en raison du bruit, le signal reçu dépasse le seuil de décision, le point décodé n'est pas le bon, et par conséquent les bits d'information livrés à l'utilisateur ne sont pas les bons.

Comme avec la plupart des systèmes de transmission numériques, il existe un arbitrage entre la bande passante, la probabilité d'erreur et la complexité du système. Pour un débit de transmission donné, plus le nombre de points dans l'espace des signaux (2^n) est élevé, plus la bande passante du canal est étroite, mais plus la complexité du récepteur est grande et plus la probabilité d'erreur pour le même SNR est élevée.

3.5.4 OFDM (Voir Tableau 1)

Également connue sous le nom de modulation multiporteuse, elle transmet les informations à l'aide de nombreuses porteuses, lesquelles sont situées dans une bande de fréquence limitée.

Dans un système de multiplexage traditionnel par répartition de la fréquence, chacune des porteuses modulées est séparée par filtrage, de manière à ce qu'il n'y ait pas de chevauchement spectral des porteuses. Cela signifie qu'il n'y a pas d'interférence entre les porteuses et que chaque porteuse peut être démodulée individuellement.

La modulation multiporteuse, cependant, utilise l'espacement entre les porteuses en suivant des règles spéciales, de manière à ce que les informations de chaque porteuse puissent être détectées, même en cas de chevauchement spectral des porteuses.

Les données à transmettre sont regroupées en blocs de K bits. Ce nombre de bits est diffusé aux porteuses et chaque porteuse est modulée avec un groupe de bits. Une 2^n -QAM (modulation d'amplitude en quadrature) est utilisée pour coder les données dans la phase et la magnitude de la porteuse, m étant le nombre de bits assignés à la porteuse.

Dans une mise en œuvre élémentaire, toutes les porteuses sont modulées avec le même nombre de bits. Il s'agit d'une méthode suffisante si les caractéristiques de transmission sont les mêmes pour chaque porteuse. La transmission via la ligne d'énergie signifie cependant que l'on a affaire à des caractéristiques de canal complexes, car la réponse d'amplitude n'est pas plate et/ou le retard de groupe n'est pas constant. En mesurant les caractéristiques de canal, il est possible de déterminer les caractéristiques de transmission pour chaque porteuse. La distribution des bits aux porteuses dépend des résultats de cette mesure, de sorte qu'une porteuse présentant de bonnes conditions de transmission obtient plus de bits à transmettre qu'une porteuse présentant de mauvaises conditions. Cette méthode permet une bonne adaptation aux caractéristiques du canal de transmission.

Les avantages de la modulation multiporteuse sont une bonne protection contre le bruit impulsif (tel que celui produit par la mise en route d'un réseau électrique) et l'utilisation efficace de la bande passante. Du fait que le canal est divisé en plusieurs sous-canaux à bande étroite, la modulation multiporteuse résiste à la déformation de la réponse en fréquence et n'est pas basée sur les techniques d'égalisation sophistiquées.

Le traitement simultané de nombreux signaux QAM augmente la complexité de la mise en œuvre et peut être considéré comme un inconvénient de la modulation multiporteuse.

3.5.5 Autres schémas de modulation

L'autre classe de schéma de modulation qui peut être utilisée pour la communication sur lignes d'énergie numériques concerne les techniques de modulation à spectre étalé. Ces techniques sont caractérisées par l'utilisation d'une bande passante plus grande que celle requise par le signal original à transmettre. Elles consistent généralement à utiliser un code pseudoaléatoire long pour étaler les données dans un grand flux codé à l'aide d'une bande passante large (spectre étalé à séquence directe). Les avantages inhérents à ces techniques sont les suivants:

- Le signal qui en résulte est un signal "ressemblant à du bruit" à bande large, généralement de faible niveau. Cette caractéristique le rend difficile à détecter et par conséquent à décoder.
- La confidentialité des messages est garantie tant que le code pseudoaléatoire est suffisamment long. L'étalement du signal sur une bande passante large le rend robuste au bruit à bande étroite et aux interférences par trajets multiples.
- Différents signaux, chacun avec son propre code pseudoaléatoire, peuvent être superposés sur le canal, ce qui permet à de nombreux utilisateurs d'accéder simultanément au canal de communication (accès multiple par répartition en code, CDMA).

La modulation à spectre étalé, du fait de sa large bande passante, n'est pas utilisée sur les équipements à courants porteurs sur lignes d'énergie HT; elle est utilisée dans la communication sur ligne d'énergie à bande large effectuée sur le réseau de distribution, en compétition avec la modulation OFDM.

Tableau 1 – Caractéristiques des schémas de modulation DPLC

Schémas de modulation	Caractéristiques
Porteuse unique QAM type	- Bon rendement spectral - Bon rapport valeur de crête sur valeur moyenne - Faible complexité - Susceptibilité aux interférences par trajets multiples → Egalisation nécessaire - Des techniques spécifiques sont nécessaires pour réduire l'impact du bruit impulsif et des interférences à bande étroite
Multiporteuse OFDM typique	- Robustesse aux interférences par trajets multiples → Aucune égalisation n'est nécessaire - Bon rendement spectral - Robustesse aux interférences à bande étroite en désactivant les sous-canaux - Grande complexité - Susceptible au décalage de fréquence - Susceptible au bruit de phase - Rapport valeur de crête sur valeur moyenne élevé
Spectre étalé	- Grande immunité au bruit et aux interférences - Bande passante large → Non applicable au CPL HT

La technique de modulation utilisée pour les équipements CPL n'est pas le seul élément à prendre en compte pour évaluer la performance du système. Un certain nombre de techniques ont été développées pour profiter du pour et éviter les inconvénients théoriques du contre. Ceci est indiqué dans le Tableau 2, le pour et le contre étant indiqués par les signes "+" et "-", respectivement.

Tableau 2 – Caractéristiques des schémas de modulation CPL QAM et OFDM

Schéma de modulation DPLC	Modulations à porteuse unique ex.: QAM	Modulations multiporteuses ex.: OFDM
Rapport valeur de crête sur valeur moyenne	+	-
Complexité du modem de base	+	-
Retard de données	+	-
Sensibilité à la fluctuation de fréquences	+	-
Sensibilité au bruit de phase	+	-
Complexité de la suppression d'écho	+	-
Rendement spectral	-	+
Égalisation de canaux	-	+
Adaptation du débit de données par petits incréments	-	+
Susceptibilité aux interférences par trajets multiples	-	+
Susceptibilité aux interférences à bande étroite	-	+
Susceptibilité au bruit impulsif	-	+

3.5.6 Suppression d'écho

Afin de réduire la bande passante nécessaire pour une liaison CPL, il est possible de superposer la bande passante de transmission et de réception allouée à une communication DPLC à l'aide de techniques de suppression d'écho. En fait, la suppression d'écho permet la transmission simultanée dans deux directions à l'aide de la même bande de fréquence, ce qui divise par deux les exigences en bande passante par rapport aux systèmes sans suppression d'écho. Par conséquent, les deux directions de transmission partagent la même bande passante avec suppression d'écho utilisée pour séparer les deux directions.

Lorsque nous transmettons les données bidirectionnelles sur la même bande passante CPL, le principal problème est la traversée indésirable du récepteur par le signal transmis en raison du défaut d'adaptation d'impédance entre le câble à deux fils et l'hybride, lequel est utilisé pour fournir une connexion à quatre fils virtuelle entre l'émetteur à chaque extrémité et le récepteur du côté opposé. Cette réflexion du signal transmis est appelée écho et un supprimeur d'écho est ainsi nécessaire pour détecter les données reçues.

Les principales fonctionnalités de la suppression d'écho sont les suivantes:

- reconnaître le signal originalement transmis qui réapparaît avec un certain retard dans le signal reçu; synthétiser une estimation de l'écho du signal transmis;
- supprimer l'écho en soustrayant cette synthèse du signal reçu.

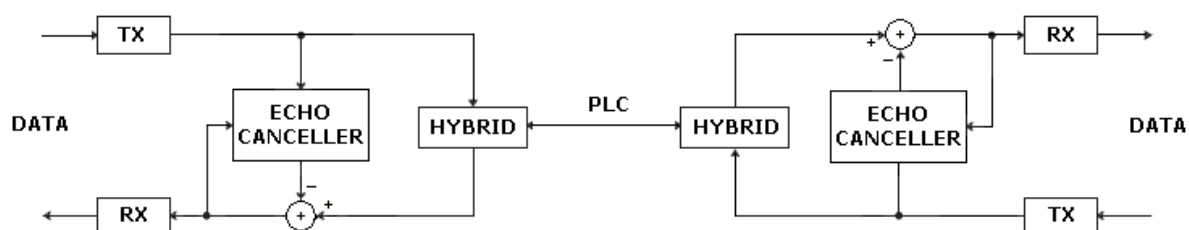
Comme illustré sur la Figure 10, le signal transmis d'extrémité proche peut être utilisé pour éliminer son propre écho à chaque récepteur de la liaison bidirectionnelle. Le supprimeur d'écho, connaissant le signal de l'émetteur local, peut générer une réplique de l'écho. Cette réplique est soustraite de l'écho plus le signal d'émetteur distant pour donner un signal sans écho qui, idéalement, comporte uniquement le signal d'émetteur distant.

Généralement, le noyau d'un supprimeur d'écho est un filtre FIR (réponse en impulsion finie) à temps discret. Ce filtre est adapté pour répondre à la réponse impulsionnelle de l'environnement annulée, et il doit être suffisamment long pour couvrir de manière adéquate la durée de cette réponse impulsionnelle. Cette technique nécessite un traitement de signal adaptatif pour générer un signal suffisamment précis pour annuler efficacement l'écho, si l'écho peut différer de l'original en raison de diverses sortes de dégradation en cours. Le filtre FIR peut être adapté à l'aide de l'algorithme LMS (moindres carrés moyens).

Lorsque le supprimeur d'écho est adapté, sa performance typique est une atténuation d'écho de 50 dB. Ainsi, avec une bonne approximation, nous pouvons affirmer que les performances de la liaison DPLC avec bande passante chevauchée et suppression d'écho sont les mêmes que celles d'une liaison avec émission et réception sur différentes bandes.

En conclusion, la technique de suppression d'écho permet d'augmenter fortement le débit de données sans augmenter les exigences en bande passante, car elle double le rendement spectral du système.

La transmission de téléprotection ne doit pas faire appel à des supprimeurs d'écho adaptatifs, du fait de leurs performances médiocres lors des défaillances des lignes, lesquelles changent temporairement la réponse impulsionnelle de canal.



Légende

Anglais	Français
DATA	DONNEES
ECHO CANCELLER	SUPPRESSEUR D'ECHO
HYBRID	HYBRIDE
PLC	CPL
TX	TX
RX	RX

Figure 10 – Méthode de suppression d'écho pour une liaison DPLC

4 Bandes de fréquences pour systèmes CPL

4.1 Présentation des caractéristiques des systèmes CPL pour réseaux EHT, HT et MT

Les réseaux de transmission de données font l'objet d'une demande croissante dans le monde entier. L'initiative de ces demandes de services de données vient d'une augmentation des services Internet, qui doivent être disponibles 24h/24 pour les entreprises et les habitations.

Cette demande de services de communication de données est soutenue par une augmentation des réseaux de communications traditionnels à fibres optiques, l'adoption d'une multitude de services téléphoniques via une ligne d'abonné numérique à débit asymétrique (ADSL) et des variantes à plus grand débit comme la VDSL. Ces services sont également pris en charge par les technologies de réseau local par câble et les réseaux à satellites. Plus récemment, les réseaux sans fil et Wi-Fi ont montré une forte prédominance dans les

réseaux. Tous ces types de réseaux sont dédiés et conçus selon une architecture et topologie particulières. Ils nécessitent également l'installation et la configuration de câbles pour certains équipements spécifiques. Par conséquent, toute augmentation dans ces réseaux nécessite d'installer de nouveaux câbles de différents types, et ceci peut avoir un coût prohibitif.

Bien que ces réseaux de communications traditionnels soient extrêmement répandus, le réseau câblé le plus omniprésent dans le monde est le réseau de distribution d'électricité. Bien que ces lignes de distribution d'électricité soient conçues pour alimenter en énergie à une gamme de tensions, normalement 110 V ou 240 V à 60 Hz ou 50 Hz respectivement, il est également possible de les utiliser pour l'émission et la réception de données. Le trafic de données peut être destiné à des services domestiques ou professionnels ou aux services de télécommunication des compagnies d'électricité.

L'utilisation simultanée du réseau de distribution de puissance pour la transmission d'énergie et la communication de données est unique. Elle réduit le coût de l'installation des deux services en n'utilisant qu'un seul trajet de transmission. Cela permet de contrôler les dispositifs dans tous les aspects de cette infrastructure mondiale, des entreprises aux habitations, sans les coûts liés à l'installation de câbles dans le sol. C'est pour ces raisons fondamentales qu'une nouvelle technologie de réseau de transmission de communication de données s'est développée: elle est appelée génériquement technologie de communication sur lignes d'énergie.

La première application des communications de puissance était sous la forme de technologie de contrôle d'ondulations dans un système de distribution d'électricité suisse en 1893. Le but était l'application d'une ondulation de commande individuelle pour déclencher un disjoncteur distant. La tension du signal était de l'ordre de millivolts et la fréquence du signal dans la gamme du kilohertz. À partir de cette tentative et cette application initiales, les gammes de fréquences ont augmenté et permis des débits de données élevés, de l'ordre de mégaoctets par seconde. Les développements de cette forme de communication au cours des 100 dernières années ont été significatifs, principalement en raison de la structure des câbles électriques utilisés dans les systèmes basse, moyenne et haute tension de nos bâtiments et habitations. De plus, les développements de la technologie de communication par passage des systèmes analogiques aux systèmes numériques, le traitement de signaux, les systèmes de modulation et le traitement de données ont amélioré les services de transmission accessibles aux clients, aussi bien industriels que particuliers, mais également le réseau de communication interne d'un réseau de distribution d'électricité.

Le réseau de distribution de puissance est très varié, allant de la haute tension à 100 kV, à la moyenne tension à moins de 100 kV et à la basse tension à moins de 1 kV. Pour les communications sur lignes d'énergie, l'accent est mis sur le réseau de distribution basse tension qui est géographiquement le plus répandu dans la plupart des pays. De plus, il offre un point de connexion commode à toutes sortes de bâtiments et d'habitations et à leurs différentes infrastructures.

La signalisation sur la basse tension au cours des premières années s'est concentrée sur les débits de données à faible vitesse et par conséquent sur les applications basse fréquence, avec l'application classique de relevé de compteurs d'électricité, de gaz, d'eau et de chauffage. Les autres applications comprenaient le contrôle et le délestage de charge avec des services de connexion et de déconnexion. Les années 1990 ont connu un accroissement de la demande de services tels que des débits de données élevés de l'ordre du mégaoctet et plus, et par conséquent, de la demande de bandes passantes et fréquences plus élevées, dans la gamme de 1 MHz à 30 MHz. C'est cette dernière que l'on appelle technologie "communications sur lignes d'énergie à bande large".

Cette communication sur lignes d'énergie à bande large permet des services de transmission de données à grand débit comme les données et la voix sur le protocole Internet appelé "VoIP". Ces services sont distribués via les lignes électriques normales qui sont intégrées dans chaque prise domestique. De plus, ces données sont partagées entre des utilisateurs simultanés. C'est pour cette raison que le concept de services de données dans chaque prise

de maison ou de bâtiment est à l'origine du concept "Internet vers et depuis la prise". Par conséquent, l'émission et la réception pour chaque prise de maison ou de bâtiment ont lieu sans fils supplémentaires. La ligne d'énergie fait donc passer un signal de données à haut débit dans un réseau d'alimentation local, à destination de chaque prise de ce réseau électrique. La capacité de transmission est donc partagée entre les utilisateurs.

Néanmoins, bien qu'il existe un potentiel considérable pour les communications à courants porteurs sur lignes d'énergie à basse fréquence et haute fréquence pour toutes sortes de services, il existe des problèmes potentiels avec la ligne d'énergie qui doivent être pris en considération et étudiés quel que soit le type de réseau de distribution électrique, le pays ou la région du pays. Par conséquent, la mise en place d'un service de communication sur ligne d'énergie peut rencontrer différents problèmes de communication pour des réseaux de même type, mais situés dans des pays ou des environnements géographiques différents.

Il existe un certain nombre de conditions particulières qui affectent le réseau de communication de puissance. L'impédance du réseau de distribution varie considérablement selon le type de câble d'alimentation et la topologie de réseau, selon la configuration (monophasé, circulaire ou réseau arborescent et de dérivation triphasé). La fréquence de transmission détermine également les valeurs d'impédance du circuit. Ceci conduit à l'atténuation de câble qui peut être très élevée selon la fréquence de fonctionnement. Ceci peut également conduire à des ondes stationnaires sur les câbles longs et ceci peut donner lieu à des zéros de fréquence dans la réponse en fréquence. De plus, l'interfaçage des équipements avec la ligne d'énergie introduit une atténuation et du bruit dans le circuit, qui est affecté par l'impédance de la ligne, laquelle dépend de la fréquence de fonctionnement. Comme les dispositifs sont mis en/hors circuit, le bruit de la ligne varie et l'atténuation varie de manière imprévisible. Comme facteur de qualité uniquement, l'exploitation de systèmes sur lignes d'énergie dans la gamme basse fréquence offre des conditions plus stables et par conséquent, une communication davantage sans raccord dans tout le système. De plus, en raison des perturbations électriques et des perturbations de communication du système, il existe un problème potentiellement plus grave, dû aux émissions électromagnétiques potentielles des lignes d'énergie lorsqu'elles sont exploitées dans la gamme des hautes fréquences de 1,6 MHz à 30 MHz et plus. Ces fréquences qui émanent de la ligne d'énergie sont susceptibles de générer des interférences avec les services de radiofréquence établis. Cela pose problème, mais il existe un certain nombre de dispositifs et de méthodes permettant de compenser et de surmonter potentiellement ces problèmes électriques. Exemple: répéteurs, amplificateurs, isolateurs, circuits-bouchons et coupleurs. La ligne particulière doit être analysée pour permettre de définir le type de dispositif à utiliser et son emplacement dans le circuit. Ces techniques fonctionnent, mais le contrôle de l'énergie injectée dans la ligne d'énergie par le modem détermine les émissions potentiellement rayonnées par la ligne d'énergie et la quantité d'interférences causées aux autres services radio établis.

Le spectre radio est une ressource unique qui est très demandée par les entreprises et utilisateurs. De plus, la gamme de fréquences de 1,6 MHz à 30 MHz a des conditions de propagation spéciales permettant des services de communication longue portée dans le monde. Elle est également utilisée très efficacement par les communications sur ligne d'énergie basse fréquence. Par conséquent, cette partie du spectre nécessite une protection spéciale exigeant la sélection d'une limite d'émission appropriée pour les interférences. Il n'est en principe pas possible de fournir une protection totale des services radio, car cela nécessiterait une limite de rayonnement très faible, ce qui limiterait les services de communication à haut débit de données. De plus, il convient de reconnaître que les équipements électroniques de toutes sortes représentent une source potentielle d'interférences une fois installés dans la ligne d'énergie, ce qui rend toute décision en faveur de limites de rayonnement très strictes absolument non rentable. Il existe d'autres services de protection, en ce qui concerne la vie humaine et les biens, qui doivent également être protégés. Il convient également que les fabricants développent des procédures permettant de réduire les émissions en cas d'interférences, en utilisant des niveaux de puissance réduits pour des fréquences spécifiques. Le risque d'interférences potentielles avec les services radio ne dépend pas seulement des différents utilisateurs de la ligne d'énergie qui se sont entendus sur une stratégie, elle dépend aussi des différentes structures et technologies de réseau et des gammes de fréquences utilisées. Pour les systèmes de communication sur

lignes d'énergie, le risque d'interférences pour le même niveau d'émission rayonné est considérablement plus élevé que pour les systèmes DSL ou les systèmes de TV par câble. Par conséquent, si l'on considère des densités de déploiement plus élevées pour les réseaux sur lignes d'énergie, il existe un risque potentiel d'augmentation du niveau de bruit de fond pour cette localité. En raison de la grande couverture géographique des réseaux sur lignes d'énergie dans chaque pays, les organismes de normalisation ont développé et formulé des spécifications pour limiter la bande passante et les niveaux de puissance des systèmes de communication, pour une raison essentielle qui est d'éviter ou de réduire les interférences avec les autres utilisateurs radio qui utilisent la même partie du spectre. C'est le principal objectif des différents organismes de normalisation nationaux et internationaux.

4.2 Bandes de fréquences pour systèmes sur lignes d'énergie

La signalisation sur la ligne d'énergie existe depuis de nombreuses années. Les premiers systèmes de transmission des années 90 utilisaient des débits extrêmement faibles, et par conséquent des fréquences de transmission faibles de l'ordre du kilohertz. Mais comme de plus en plus d'applications exigent des débits élevés, la fréquence de transmission a augmenté.

Par conséquent, les services de données accessibles aux clients du réseau déterminent les fréquences et la bande passante du système de transmission. La fréquence utilisée est directement liée à l'application et à l'environnement local. Le Tableau 3 illustre la technique de communication de puissance typique et la bande de fréquences représentative du système particulier.

Tableau 3 – Premières techniques et fréquences pour la communication sur lignes d'énergie

Technique PLT	Gamme de fréquences
Bande ultraétroite (UNB)	10 Hz
Fréquence du réseau	60 Hz
Contrôle des ondulations	100 Hz à 1 000 Hz
PLT distribution	3 kHz à 148,5 kHz
PLT transmission	30 kHz à 500 kHz
PLT locale	40 kHz à 30 MHz

Les premières techniques, depuis la bande ultraétroite fonctionnant à la fréquence extrêmement faible de 10 Hz, jusqu'au contrôle d'ondulation fonctionnant dans la bande de fréquences de 100 Hz à 1 000 Hz, sont utilisées pour la commutation de base des équipements dans le réseau de distribution d'électricité. Mais étant donné que des applications de relevé à distance et de transmission de données ont été développées, des fréquences plus élevées ont commencé à être utilisées, avec PLT distribution, PLT transmission et PLT locale.

A la fin des années 90, de nombreux développements ont eu lieu pour fournir des systèmes de transmission à haut débit pour les services Internet destinés aux clients résidentiels et industriels. Ces nouveaux services introduisaient les données et la voix sur le protocole Internet "VoIP", qui fournissait un service de communication commun à tous les clients résidentiels et industriels. Ces services nécessitent des débits plus élevés et par conséquent une bande passante plus élevée. Les caractéristiques de ces services allant de la sécurité de service à l'erreur de signal sont indiquées dans le Tableau 4.

Tableau 4 – Paramètres des systèmes de communication sur lignes d'énergie

Paramètre	Bande ultraétroite	PLT distribution	PLT bande passante
Plage	Excellent	Très bonne	Très bonne
Débit de données	Faible	Elevée	Excellent
Sécurité	Bonne	Bonne	Bonne
Conditionnement de ligne	Minimal	Excellent	Excellent
Latence (retard)	Bonne	Moyenne	Faible
Taux d'erreurs	Faible	Excellent	Bon

Le Tableau 4 montre qu'il n'existe pas de système de communication PLT idéal. Les paramètres de bonne qualité incluent la gamme dans laquelle le système fonctionne, mais pour le système PLT à bande large, le débit est excellent et les systèmes actuels fonctionnent à 250 M-octets; des vitesses supérieures commencent à voir le jour. En comparaison avec le système à faible débit, on peut parvenir à une gamme plus étendue. Par conséquent, il est important de déterminer les services exacts qui sont transmis sur le réseau sur lignes d'énergie.

Le Tableau 5 détaille les fréquences porteuses sur lignes d'énergie précoces, dont une grande partie est déjà opérationnelle actuellement. Cependant, les fabricants et compagnies d'électricité se sont associés pour développer des systèmes sur lignes d'énergie pour une gamme plus étendue et une vitesse plus élevée, et par conséquent des services comme la vidéo sur demande. Même les organismes de normalisation nationaux et internationaux se sont impliqués pour garantir la neutralité de la vaste gamme de services développés dans le monde et la coexistence potentielle entre les opérations de ces systèmes.

Actuellement, les bandes de fréquences opérationnelles utilisées dans le monde ont des gammes de fréquences spécifiques pour les signaux de données transmis entre le réseau fédérateur et le domicile ou le bâtiment, connu sous le nom de "réseau d'accès" et le réseau de données à l'intérieur du domicile ou du bâtiment connu sous le nom de "réseau interne". De plus, les réseaux sont classés en systèmes basse fréquence et haute fréquence.

Tableau 5 – Bandes de fréquences dans les systèmes de communication sur lignes d'énergie

Architecture	Souterraine	Souterraine	Souterraine/aérienne
	Organisme de normalisation des systèmes basse fréquence		
	IEEE	CENELEC/ETSI	CEI CISPR 22
Gamme de fréquences	45 kHz à 450 kHz	3 kHz à 148,5 kHz	1,6 MHz à 30 MHz
Bande d'accès	45 kHz à 450 kHz	3 kHz à 90 kHz	1,6 MHz à 10 MHz
Bande interne	45 kHz à 450 kHz	95 kHz à 140 kHz	10 MHz à 30 MHz
Architecture	Aérienne/souterraine	souterraine	souterraine
	Systèmes haute fréquence		
Gamme de fréquences	1,6 MHz à 80 MHz	1,6 MHz à 30 MHz	1,6 MHz à 30 MHz
Bande d'accès	10 MHz à 80 MHz	1,6 MHz à 10 MHz	1,6 MHz à 10 MHz
Bande interne	1,6 MHz à 10 MHz	10 MHz à 30 MHz	0 MHz à 30 MHz

4.3 Plans de canaux

4.3.1 Généralités

Il existe différents plans de canaux pour les systèmes de communication CPL en fonction du niveau de tension de la ligne électrique utilisée, des normes internationales et de la réglementation locale, et du type de transmission, à savoir bande étroite ou bande large.

4.3.2 Plan de canaux CPL à bande étroite EHT/HT/MT

La plupart des systèmes APLC à usages multiples nécessitent une bande passante de 4 kHz pour chaque direction de transmission; par conséquent, la gamme disponible de fréquences (24 kHz à 1 MHz) est divisée en un certain nombre de canaux de 4 kHz chacun. Deux d'entre eux sont nécessaires pour chaque circuit à courants porteurs bidirectionnel, mais ils peuvent ne pas être adjacents.

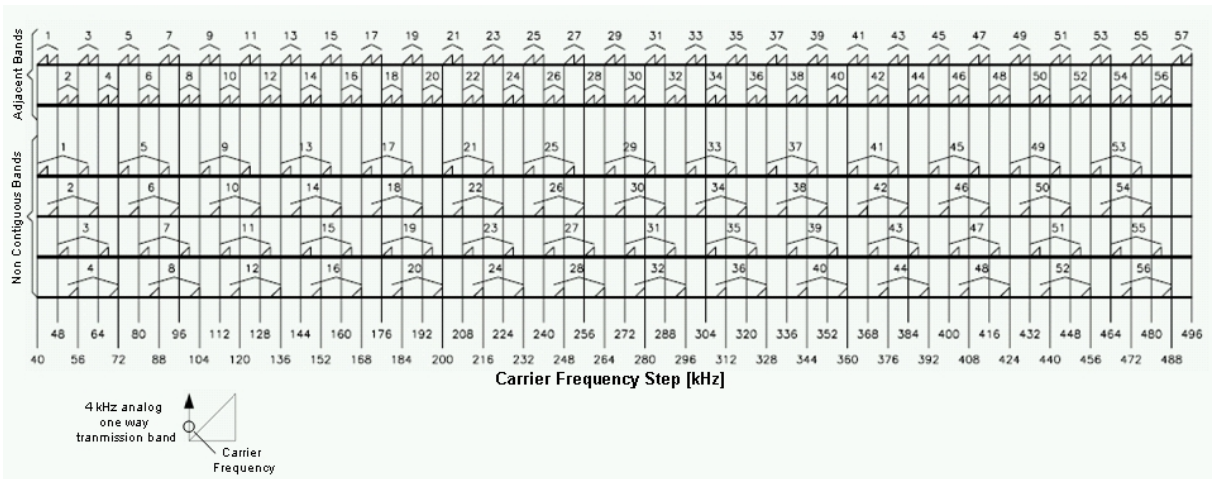
Afin de garantir la compatibilité et la coexistence avec d'autres systèmes en service, les nouveaux systèmes DPLC utilisent de base la même approche de disposition des canaux. Selon la technologie utilisée, il est courant d'avoir un canal de transmission bidirectionnel adjacent, non contigu et superposé, qui regroupe un certain nombre de canaux de 4 kHz.

D'autres largeurs de canaux ont également été adoptées dans certains pays pour répondre à leurs besoins spéciaux.

Les gammes de fréquences et les normes appliquées en Europe, aux Etats Unis et dans d'autres pays sont indiquées dans le Tableau 6. De plus, la Figure 11 illustre le plan de dispositions des canaux à bande étroite APLC.

Tableau 6 – Spectre HF alloué aux systèmes CPL

	Europe	USA	Autres pays
Norme de référence	CEI 62488	IEEE 643	-
Gamme de fréquences	40 kHz à 500 kHz	24 kHz à 1 MHz	24 kHz à 1 MHz



Légende

Anglais	Français
Adjacent Bands	Bandes adjacentes
Non contiguous Bands	Bandes non contiguës
Carrier Frequency Step [kHz]	Pas de fréquence porteuse [kHz]

Anglais	Français
4 kHz analog one way transmission band	Bande de transmission unidirectionnelle analogique de 4 kHz
Carrier Frequency	Fréquence porteuse

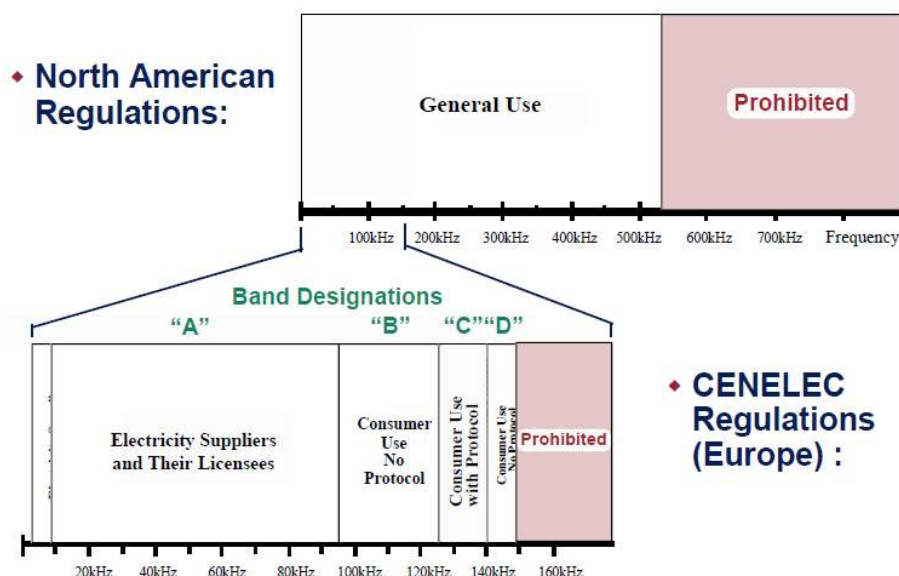
Figure 11 – Plan de disposition des canaux à bande étroite APLC

4.3.3 Plan de disposition des canaux DLC à bande étroite MT/BT

Le DLC est généralement utilisé sur les câbles souterrains MT/BT comme indiqué dans le Tableau 7. La Figure 12 illustre également la situation en Europe et aux USA.

Tableau 7 – Spectre HF alloué aux systèmes CPL à bande étroite

	CENELEC (EUROPE)			USA	Autres pays
Norme de référence	EN 50065-1			IEEE 643	-
Gamme de fréquences	3 kHz à 148,5 kHz	Bande A (3 kHz à 95 kHz)	Accès des entreprises électriques	50 kHz à 450 kHz	-
		Bande B (95 kHz à 125 kHz)	Consommateurs internes (dans le local)		
		Bande C (125 kHz à 140 kHz)			
		Bande D (140 kHz à 148,5 kHz)			



Légende

Anglais	Français
North American Regulations	Réglementations Amérique du Nord
General use	Utilisation générale
Band designations	Désignation de bandes
Electricity suppliers and their licensees	Fournisseurs d'électricité et leurs licenciés
Consumer Use No Protocol	Utilisation consommateurs sans protocole
Consumer Use with Protocol	Utilisation consommateurs avec protocole

Anglais	Français
Prohibited	Interdit
CENELEC Regulations (Europe)	Réglementations CENELEC (Europe)

Figure 12 – Plans de disposition des canaux DLC à bande étroite, en Europe et en Amérique du Nord

4.4 Caractéristiques spectrales hautes fréquences

Les systèmes APLC génèrent des fréquences discrètes (pilotes, signaux de maintenance, signaux d'avertissement pour la téléprotection), signaux vocaux et spectres à bande étroite des modems à l'aide de la méthode de modulation par déplacement de fréquence (FSK).

Les systèmes DPLC génèrent un signal modulé avec un spectre continu $p(f)$ et éventuellement des tonalités supplémentaires avec des fréquences discrètes f_i utilisées pour les fonctions auxiliaires (pilotes, signaux de maintenance, signaux d'avertissement pour la téléprotection). Généralement, pendant la synchronisation d'une liaison DPLC, les caractéristiques du spectre de signaux varient jusqu'à ce que la synchronisation soit exécutée et que les données soient transmises, c'est-à-dire que les caractéristiques spectrales soient stables.

Le spectre de signaux de systèmes APLC/DPLC combinés peut être divisé en sous-bandes allouées au sous-système APLC ou DPLC du système APLC/DPLC combiné. Les caractéristiques spectrales des signaux dans les sous-bandes sont celles de systèmes APLC ou DPLC purs, respectivement.

4.5 Réglementation et limites d'émission pour CPL

4.5.1 Extra haute tension, haute tension pour systèmes à bande étroite

La réglementation et les limites d'émission pour les communications à bande étroite sont déterminées par les règlements nationaux locaux pour le champ électromagnétique conduit et rayonné.

4.5.2 Systèmes à bande étroite moyenne tension et basse tension

Voir en 4.3.2 les bandes de fréquences de fonctionnement pour la norme Cenelec EN 50065-1.

4.5.3 Systèmes à bande large moyenne tension et basse tension

Ces systèmes sont limités par le champ électromagnétique conduit et rayonné comme indiqué dans la CISPR 22. Cette norme est actuellement en cours de révision.

4.6 Sélection des bandes de fréquences pour systèmes CPL HT

4.6.1 Généralités

Le présent paragraphe émet des considérations et des recommandations au sujet de la puissance du signal modulé HF afin de satisfaire aux contraintes et exigences de disposition des canaux, d'allocation de fréquences et de mise en parallèle des systèmes APLC/DPLC.

4.6.2 Puissance maximale du signal CPL

Les grandeurs de puissance à distinguer sont les suivantes:

$P_{Crête} [W_{Crête}] =$ Puissance de crête du signal CPL. Cette valeur est généralement limitée par l'amplificateur de puissance du terminal CPL.

P_{PEP} [W_{PEP}] = La puissance d'enveloppe de crête [W_{PEP}] correspond à la puissance d'un signal sinusoïdal d'une puissance de crête $P_{Crête}$. La relation avec $P_{Crête}$ est la suivante:

$$P_{PEP} = \frac{P_{Crête}}{2}. \quad (1)$$

La valeur P_{PEP} est généralement limitée par l'amplificateur de puissance du terminal CPL.

$p_{eff}(f)$ [$W_R Hz$] = Densité de puissance du spectre de signaux continu. Cette valeur peut être limitée par les réglementations nationales.

$P_i(f_i)$ [W_{eff}] = Puissance des tonalités discrètes aux fréquences f_i . Les réglementations nationales peuvent définir la puissance maximale des fréquences discrètes individuelles $P_{cont max}$ [W_{eff}] qui sont présentes en continu dans la bande de fréquences nominale:

$$P_{cont max} \geq P_i(f_i). \quad (2)$$

Pour les fréquences discrètes individuelles apparaissant à une période donnée uniquement, comme dans le cas des signaux de téléprotection de courte durée, une limite supérieure $P_{temp max} \geq P_{cont max}$ peut être autorisée.

P_{eff} [W_{eff}] = Puissance en valeur efficace du signal CPL. Cette valeur peut être limitée par les contraintes thermiques de l'amplificateur de puissance CPL. P_{eff} est la somme des puissances des fréquences discrètes individuelles et de la puissance de la partie continue du spectre dans la bande de fréquences nominale:

$$P_{eff} = \sum_i P_i(f_i) + \int_{B_n} p_{eff}(f) df, \quad (3)$$

où B_n [Hz] est la bande CPL utilisée.

Une autre quantité importante est le ratio entre la puissance en crête et la puissance en valeur efficace,

$$P_{Crête \text{ à } eff} = \frac{P_{Crête}}{P_{eff}}. \quad (4)$$

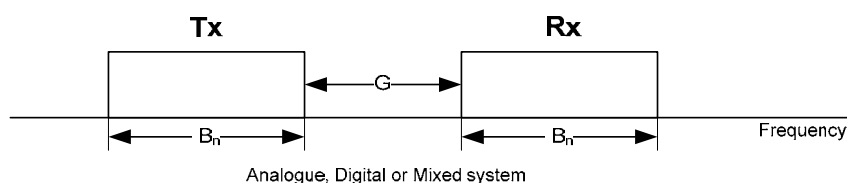
La valeur de $R_{Crête \text{ à } eff}$, également appelée rapport puissance de crête à puissance moyenne (PAPR), avoisine généralement 7 dB à 13 dB pour les systèmes APLC et DPLC à l'état stationnaire. Pour les systèmes DPLC, cette valeur dépend du type de modulation, alors que pour les systèmes APLC, elle est principalement influencée par le nombre de canaux et le nombre de services effectués par ces canaux.

4.6.3 Disposition des canaux

Comme illustré sur la Figure 13, les bandes à fréquences porteuses nominales, B_n , utilisées par les systèmes APLC, sont égales à une bande de fréquences porteuses de base B_0 de 4 kHz ou 2,5 kHz en cas de terminaux monovoie ou à un multiple de cette valeur en cas de terminaux multivoies. Les systèmes DPLC utilisent généralement les mêmes divisions pour la compatibilité et la coexistence avec les systèmes APLC dans les réseaux existants.

L'espacement des fréquences entre l'émetteur et le récepteur d'une liaison CPL traditionnellement utilisée comme un multiple m de B_0 , où m dépend principalement de la conception des filtres de transmission et de réception du terminal CPL. Comme la technologie

actuelle permet un décalage de la bande nominale des systèmes CPL en incréments fins jusqu'à 1 kHz, voire moins, il n'y a aucune raison de maintenir cette restriction. Les bandes d'émetteur (Tx) et de récepteur (Rx) peuvent être adjacentes ($G = 0$ Hz) ou séparées par un écart de fréquence ($G > 0$ Hz), comme illustré sur la Figure 13. La valeur minimale de G en cas de canaux non adjacents est spécifiée par le fabricant.



Légende

Anglais	Français
Frequency	Fréquence
Analogue, Digital or Mixed system	Système analogique, numérique ou mixte
Tx	Tx
Rx	Rx

Figure 13 – Écart de fréquence minimum

Il n'existe pas de recommandation particulière concernant le positionnement respectif des bandes analogiques/numériques dans les systèmes mixtes. Il convient d'observer les recommandations émises par les fabricants.

NOTE Les bandes Tx et Rx des systèmes DPLC purs ou des bandes Tx et Rx allouées au sous-système DPLC des systèmes APLC/DPLC mixtes peuvent être superposées à l'aide de techniques de suppression d'écho. Il s'agit d'une méthode permettant de réduire la bande passante nécessaire à une liaison.

4.6.4 Allocation des fréquences

L'allocation des fréquences du canal dans la bande CPL dépend principalement:

- des liaisons existantes dans le réseau. Il est généralement recommandé d'avoir au moins deux ou trois sections de ligne entre la liaison utilisant la même bande de fréquences, chaque section étant terminée avec des circuits-bouchons. En cas de séparation de section en deux lignes, il convient d'effectuer les mesures pour s'assurer que le niveau d'interférence est suffisamment faible. Le niveau d'interférence dépend de l'impédance des circuits-bouchons installés sur les lignes. Si deux lignes de puissance sont situées l'une à côté de l'autre et sont parallèles sur quelques kilomètres, il y a un couplage de signaux entre ces lignes, et par conséquent les canaux fonctionnant sur les mêmes fréquences peuvent interférer entre eux;
- des réglementations nationales ou internationales limitant l'utilisation de fréquences, ex.: pour limiter les émissions pouvant perturber l'utilisateur principal du spectre radio, à savoir les balises radioélectriques de contrôle aérien. Par exemple, au Canada et en France, on n'utilise les fréquences supérieures à 200 kHz que de façon limitée;
- de l'atténuation de la ligne, qui est généralement meilleure à des fréquences plus faibles. On utilise donc de préférence des fréquences plus faibles sur les lignes présentant une atténuation plus élevée.

4.6.5 Mise en parallèle

Il est nécessaire de prévoir un espace des fréquences suffisant entre les liaisons parallèles, à savoir les liaisons exploitées sur la même ligne. L'espace des fréquences requis dépend de deux grandeurs: a) l'affaiblissement dû à la dérivation et b) le niveau d'émission parasite.

- a) Lorsqu'un deuxième terminal CPL est connecté à une ligne équipée d'un premier terminal CPL déjà installé, le niveau de signal transmis du premier terminal CPL diminue en raison de l'impédance finie du deuxième terminal CPL en dehors de sa bande de fréquences. Cette réduction de niveau est appelée "affaiblissement dû à une dérivation" et dépend de la conception des filtres de transmission.
- b) Les émissions indésirables en dehors de la bande Tx nominale d'un terminal CPL sont appelées émissions parasites. On peut en abaisser le niveau en réduisant la puissance du signal CPL.

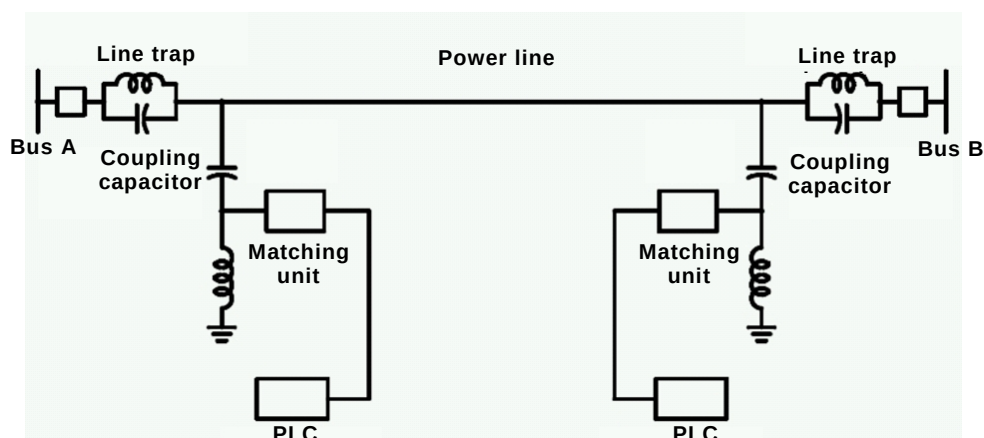
L'affaiblissement dû à une dérivation et les niveaux d'émissions parasites doivent être connus pour permettre de déterminer les écarts de fréquence minimums requis entre liaisons parallèles. Les fabricants doivent par conséquent définir ces grandeurs.

Pour la conception des fréquences, une règle pratique consiste à choisir un écart entre les bandes de fréquences des équipements parallèles au moins égal à la bande passante nominale de la liaison ayant la bande passante la plus large.

5 Supports pour systèmes DPLC et APLC

5.1 Généralités

Comme mentionné dans l'article précédent, un système de communication CPL comprend généralement trois parties distinctes: les équipements terminaux, le système de couplage et le support de ligne de puissance faisant office de ligne de transmission, comme illustré sur la Figure 14.



Légende

Anglais	Français
Line trap	Circuit-bouchon
Power line	Ligne d'énergie
Coupling capacitor	Condensateur de couplage
Matching unit	Unité d'adaptation
PLC	CPL
Bus	Bus

Figure 14 – Système de communication CPL

- La ligne de transmission, à savoir le support, fournit un chemin adapté pour la transmission de l'énergie à courants porteurs entre les terminaux dans la bande de fréquences CPL.

- Le système de couplage fournit un moyen de connecter les terminaux aux points sélectionnés sur la ligne de transmission de puissance.
- Les équipements terminaux comprennent les émetteurs, les récepteurs et incluent souvent en plus la téléprotection.

5.2 Le réseau d'électricité

Un système électrique ou EPS est un système complexe dans lequel plusieurs composants interagissent pour atteindre un objectif commun: fournir l'énergie de manière efficace et à des coûts compétitifs, des usines de production aux clients finals. L'architecture de l'EPS inclut plusieurs composants: usines de production, lignes d'énergie à divers niveaux de tension, stations et sous-stations de commutation et/ou de transformation, opérateurs, marché et clients.

Comme il convient de considérer exclusivement le réseau d'électricité qui peut être divisé simplement en systèmes de transport, de répartition et de distribution comme un ensemble de câbles sur lignes d'énergie, utilisés à n'importe quel niveau de tension, nous souhaiterions les utiliser comme support de transmission physique. Il convient de noter néanmoins qu'ils n'ont pas été conçus pour répondre à cette tâche.

En ce qui concerne la topologie des réseaux traditionnels, nous pouvons considérer le segment Transmission comme étant l'élément central du réseau d'électricité. Des milliers de réseaux de distribution dérivent de cet élément central, bifurquent et divergent vers des dizaines de centaines de lignes d'alimentation allant jusqu'aux maisons, bâtiments et installations industrielles. Ceci est souvent connu comme une propriété omniprésente du réseau d'électricité, qui peut être exploitée du point de vue des télécommunications pour le déploiement de réseaux d'accès.

Dans notre domaine d'application, il est intéressant de considérer, en raison du développement de réseaux intelligents, que l'infrastructure d'électricité va changer: elle va passer d'une architecture centralisée à une architecture distribuée complexe. Cela signifie un besoin croissant de communication bidirectionnelle pour assurer le contrôle et l'échange de signaux parmi les nouveaux acteurs, à savoir les ressources énergétiques distribuées (RED), les ressources énergétiques renouvelables (REN), l'infrastructure de comptage intelligente, le marché, les agrégateurs, les proconsommateurs.

5.3 Lignes électriques extra et haute tension

Dans la plupart des pays, les réseaux à 220 kV et plus sont définis comme le réseau extra haute tension (EHV) également appelé réseau de transmission. Le réseau de sous-transmission haute tension (HV) est d'ordinaire l'ensemble des lignes d'énergie allant de 50 kV à 220 kV.

Les lignes de transmission électriques sont utilisées pour envoyer l'électricité sur de longues distances afin de minimiser les pertes électriques, les réseaux fédérateurs nationaux et régionaux, du point de production aux réseaux de distribution subordonnés. Une ligne de transmission traditionnelle est conçue comme une séquence de tours rigides auto-porteuses, chacune supportant les conducteurs et fils blindés des deux portées adjacentes.

La plupart du réseau EHT-HT est aérien; les câbles souterrains constituent une alternative mais représentent une forme plus coûteuse de transmission de l'électricité. Les conducteurs transmettant l'électricité à 380 kV sont généralement en aluminium.

Certains conducteurs sont souvent renforcés avec de l'acier pour résister aux conditions météorologiques difficiles telles que le verglas, le gel et le vent, bien que tous les conducteurs en alliage d'aluminium aient une meilleure résistance à la corrosion.

Les conducteurs doivent être isolés du sol et les lignes aériennes utilisent l'air comme isolateur principal, bien que les conducteurs sous tension soient suspendus à une file de chaînes isolantes en verre renforcé (ou en porcelaine) qui sont suspendus à des pylônes.

Les autres équipements qui sont utilisés sur les lignes de transmission incluent les amortisseurs, servant à éviter l'endommagement des conducteurs dans les conditions venteuses, les espaceurs, qui maintiennent la séparation des conducteurs à intervalles le long de la distance séparant les tours, les brides, les cavaliers et amortisseurs.

Il y a également généralement un conducteur de terre suspendu entre les sommets des pylônes, qui protège les conducteurs de la foudre. Le conducteur de terre peut également abriter des câbles à fibres optiques, ex.: OPGW, pour transporter les signaux de télécommunication.

5.4 Lignes électriques moyenne tension

Le réseau de distribution d'électricité est l'étape qui a pour but de distribuer (avant la vente au détail) l'électricité aux utilisateurs finals.

On y inclut généralement les lignes d'énergie moyenne tension (moins de 50 kV), les sous-stations électriques et les transformateurs sur poteau, le câblage de distribution basse tension (moins de 1 000 V) et parfois les compteurs d'électricité.

Les lignes d'énergie MT comprennent les câbles aériens et les câbles enterrés. Ces derniers, en cuivre, sont généralement posés dans une tranchée environ 1 m au-dessous du sol.

5.5 Lignes électriques comme support de transmission

5.5.1 Système de couplage

5.5.1.1 Généralités

Pour permettre d'utiliser les conducteurs d'une ligne d'énergie à des fins de communication, l'équipement de couplage est nécessaire pour permettre l'injection du signal porteur haute fréquence sans perte indésirable et en même temps pour découpler l'équipement de communication de la ligne d'énergie dans la mesure où cela concerne la tension à fréquence industrielle du système d'alimentation, les surtensions de commutation, les surtensions atmosphériques et les variations de charge.

En général, pour coupler le signal à la ligne d'énergie, nous pouvons utiliser une approche capacitive ou inductive. Alors que la première est la plus utilisée pour les communications CPL à bande étroite, la dernière est principalement utilisée pour les communications CPL à bande large à coupler avec les câbles d'énergie MT/BT enterrés ou suspendus. Un exemple de couplage capacitif est illustré sur la Figure 15.

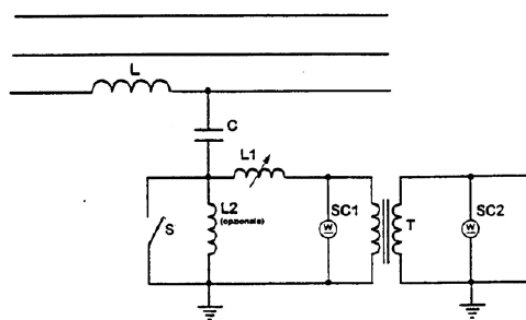
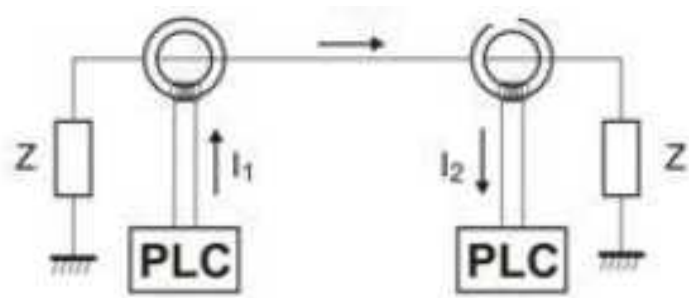


Figure 15 – Système de couplage capacitif

Le système de couplage capacitif inclut également les éléments supplémentaires suivants:

- Circuit-bouchon avec dispositif de réglage;
- Unité d'adaptation de ligne.

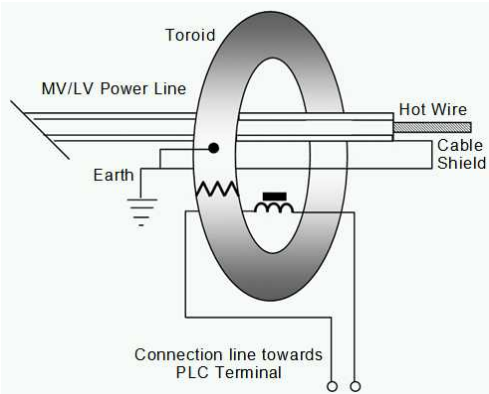
Actuellement, pour assurer le couplage avec les câbles MT/BT, il existe des systèmes de couplage inductif tels que celui illustré sur la Figure 16. Généralement, le coupleur consiste en un tore fermé ou une bride de haute perméabilité magnétique, posé autour du câble. Le couplage exploite l'effet inductif pour injecter le signal dans le câble.



Légende

Anglais	Français
PLC	CPL

Figure 16 – Liaison CPL exploitant le système de couplage inductif



Légende

Anglais	Français
Toroid	Tore
MV/LV power line	Ligne d'énergie MT/BT
Hot wire	Fil chaud
Earth	Terre
Cable shield	Gaine de câble
Connection line towards PLC terminal	Ligne de connexion au terminal CPL

Figure 17 – Principe du système de couplage inductif

Le principe du système de couplage inductif est illustré sur la Figure 17. Ce dispositif de couplage est également nécessaire pour diminuer les pertes dues à la dérivation causée par les équipements de la sous-station, et pour rendre l'impédance aux fréquences porteuses suffisamment indépendante des conditions de commutation du poste.

5.5.1.2 Condensateur de couplage

Le condensateur de couplage est la liaison physique avec la ligne de transmission, qui a une impédance élevée à la fréquence industrielle et une faible impédance aux fréquences porteuses, comme illustré sur la Figure 18.

C'est un condensateur de couplage ou un transformateur condensateur de tension (TCT) présentant des propriétés de tenue en tension convenables, qui est placé entre l'équipement à courants porteurs et le conducteur à haute tension. Les valeurs sont de l'ordre de 1 000 pF à 10 000 pF. La Figure 19 illustre un agencement typique des dispositifs utilisés dans un système de couplage capacitif.

Il faut considérer le choix du modèle de coupleur pour garantir une sélection optimale en fonction du coût du condensateur par rapport aux exigences de bande passante. Il convient de se reporter également à la CEI 60358.

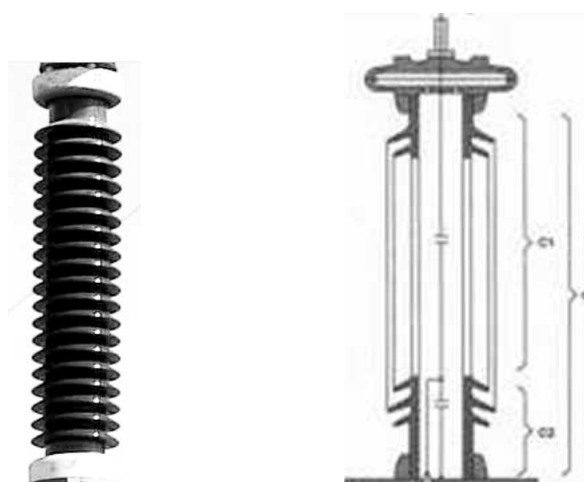
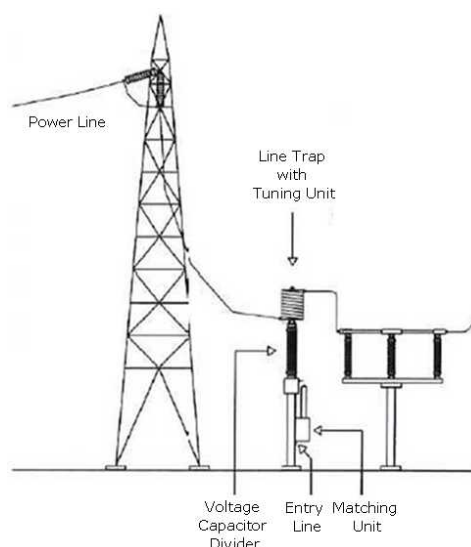


Figure 18 – Condensateur de couplage typique EHT/HT (CVT)



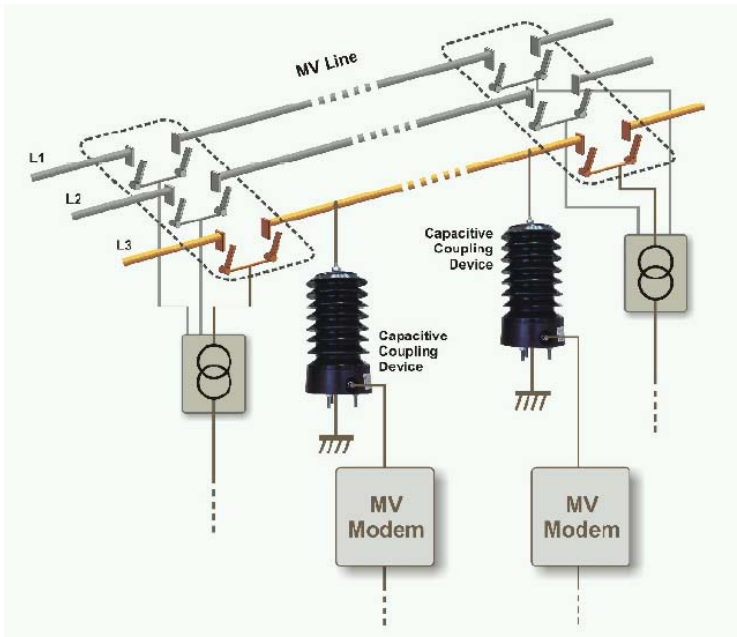
Légende

Anglais	Français
Power line	Ligne d'énergie
Line Trap with tuning unit	Circuit-bouchon avec unité de réglage
Voltage capacitor divider	Diviseur capacitif de tension

Anglais	Français
Entry line	Ligne d'entrée
Matching unit	Unité d'adaptation

Figure 19 – Système de couplage capacitif typique EHT/HT
(courant monophasé à la terre)

Le côté équipement du transformateur d'adaptation est généralement uniquement connecté à la terre, via la gaine du câble coaxial, pour éviter que des courants de circulation, dans des conditions de défaut, ne saturent le transformateur et désactivent effectivement le canal à courants porteurs. Il faut cependant garder à l'esprit que des tensions transitoires dangereuses peuvent alors exister au niveau de l'équipement d'adaptation de ligne. Certaines compagnies peuvent exiger que la gaine du câble coaxial soit reliée à la terre aux extrémités de l'équipement LMU et de l'équipement CPL, comme illustré sur la Figure 20.



Légende

Anglais	Français
MV Line	Ligne MT
Capacitive coupling device	Dispositif de couplage capacitif
MV modem	Modem MT

Figure 20 – Système de couplage capacitif MT

5.5.1.3 Inductance de couplage

Les coupleurs inductifs disponibles actuellement sur le marché sont composés d'un circuit magnétique torique principal en nanométal. Le circuit principal a été choisi pour fonctionner sans être saturé en cas de courants forts à la fréquence du réseau.

L'effet de ces courants est négligeable à la gamme de fréquences de couplage de fonctionnement.

Le coupleur doit finalement être encapsulé de manière à supporter les essais électriques de la CEI 60044-1. Un exemple est illustré sur la Figure 21.

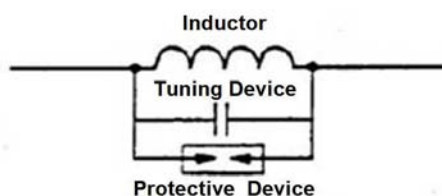


Figure 21 – Inductance de couplage MT

5.5.1.4 Circuit-bouchon

Le circuit-bouchon est inséré dans les lignes d'énergie EHT/HT pour réduire la perte d'énergie de la porteuse et empêcher que des défauts externes ne court-circuitent le signal porteur sur la ligne sans défaut.

Généralement, le circuit-bouchon (ou "filtre antibrouillage") comprend une bobine d'arrêt, dimensionnée pour transporter l'intensité totale de la ligne, et un dispositif de réglage et de protection, comme illustré sur la Figure 22.



Légende

Anglais	Français
Inductor	Inductance
Tuning Device	Dispositif de réglage
Protective Device	Dispositif de protection

Figure 22 – Schéma électrique d'un circuit-bouchon



Figure 23 – Circuit-bouchon HT

La Figure 23 illustre un exemple de circuit-bouchon HT. Ce dispositif est connecté en série avec la ligne d'énergie entre le point de connexion du condensateur de couplage et la sous-station, ou au niveau du circuit-bouchon.

Les circuits-bouchons sont disponibles dans diverses caractéristiques assignées d'inductance et gammes de courant à fréquence industrielle continues. La valeur de l'inductance du circuit-bouchon est de l'ordre de 0,1 mH à 2,0 mH, comme illustré sur la Figure 24.

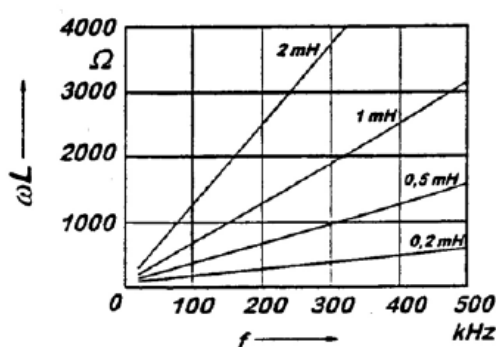


Figure 24 – Impédance du circuit-bouchon en fonction de la fréquence

Les circuits-bouchons bloquent le signal porteur, l'empêchant de continuer dans d'autres sections de ligne de transmission.

La caractéristique d'impédance de blocage typique d'un circuit-bouchon à bande étroite est illustrée sur la Figure 25. Les circuits-bouchons à une ou deux fréquences sont des circuits L-C parallèles avec des paramètres d'inductances et de capacités variables sélectionnés de manière à résonner à une fréquence spécifique (ou à deux fréquences), bloquant ainsi la fréquence porteuse.

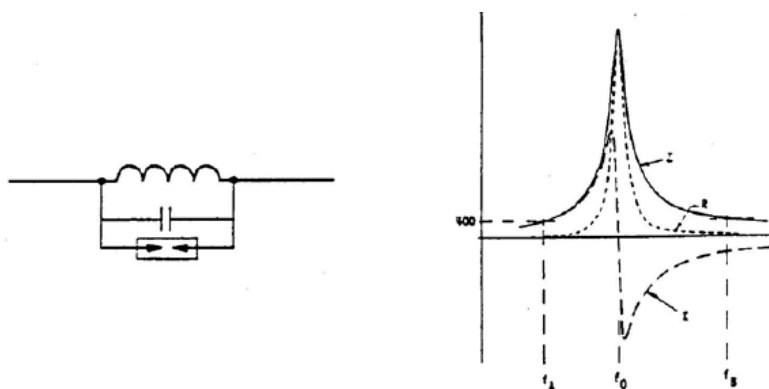
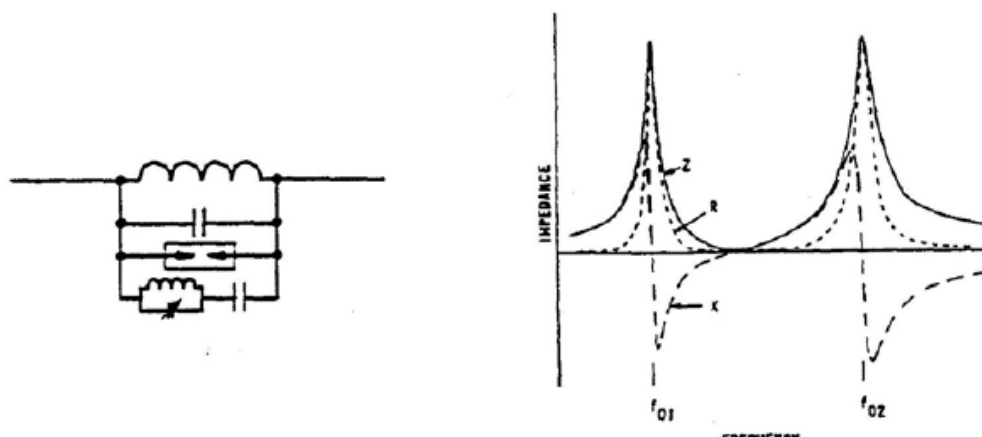


Figure 25 – Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à bande étroite

Les dispositifs de réglage utilisés pour améliorer l'efficacité de blocage des circuits-bouchons peuvent être de différents types. Ces dispositifs avec des caractéristiques à bande étroite garantissent une impédance de blocage élevée pour un canal de fréquence porteuse (CF).

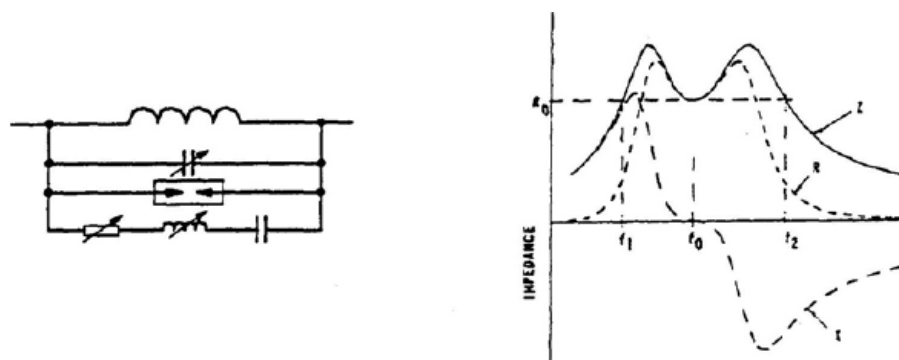
Ceux avec des caractéristiques à double bande présentent une impédance de blocage élevée pour deux canaux CF non adjacents, comme l'illustre la Figure 26, et ceux avec des caractéristiques à bande large présentent une impédance de blocage pour plusieurs canaux CF, comme l'illustre également la Figure 26. Les derniers sont normalement réglés pour une composante résistive minimale spécifiée, comme illustré sur la Figure 27.



Légende

Anglais	Français
Impedance	Impédance

Figure 26 – Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à double bande



Légende

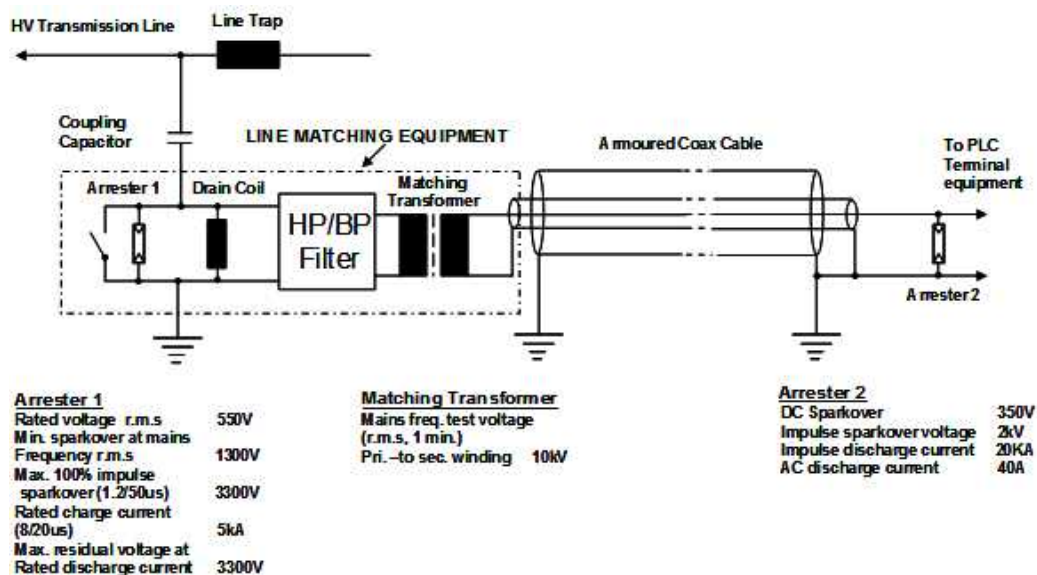
Anglais	Français
Impedance	Impédance

Figure 27 – Caractéristique d'impédance de blocage d'un circuit-bouchon à bande large

5.5.1.5 Unité d'adaptation de ligne

L'unité d'adaptation de ligne (LMU) illustrée sur la Figure 28 fournit un chemin à la terre de faible impédance pour les fréquences industrielles et un chemin d'impédance élevée pour les fréquences porteuses. Elle sert en outre à adapter l'impédance du CPL sur la ligne HT.

La LMU est insérée entre le côté basse tension du condensateur de couplage et le câble raccordant le terminal CPL.



Légende

Anglais	Français
Line trap	Circuit-bouchon
HV transmission line	Ligne de transmission HT
Coupling capacitor	Condensateur de couplage
Line matching equipment	Équipement d'adaptation de ligne
Armoured Coax cable	Câble coaxial blindé
To PLC terminal equipment	Vers équipement terminal CPL
Arrester	Parafoudre

Anglais	Français
Drain coil	Bobine de drainage
Matching transformer	Transformateur d'adaptation
HP/BP filter	Filtre HP/BP
Arrester 1 Rate voltage r.m.s. 550 V Min. sparkover at mains Frequency r.m.s. 1 300 V Max. 100 % impulse Sparkover (1,2/50us) 3 300 V Rate charge current (8/20us) 5 kA Max. residual voltage at Rated discharge current 3 300 V	Parafoudre 1 Tension nominale en valeur efficace 550 V Amorçage min. à la fréquence de réseau en valeur efficace 1 300 V Amorçage au choc 100 % max. (1,2/50 us) 3 300 V Courant de charge assigné (8/20 us) 5 kA Tension résiduelle max. au courant de décharge nominal 3 300 V
Matching Transformer Mains freq. Test voltage (r.m.s. 1 min.) Pri. – to sec. winding 10 kV	Transformateur d'adaptation Tension d'essai à la fréq. réseau (valeur efficace, 1 min) Enroulement pri.-sec. 10 kV
Arrester 2 DC Sparkover 350 V Impulse sparkover voltage 2 kV Impulse discharge current 20 kA AC discharge current 40 A	Parafoudre 2 Amorçage CC 350 V Tension d'amorçage au choc 2 kV Courant de décharge au choc 20 kA Courant de décharge CA 40 A

Figure 28 – Composants de la LMU et schéma électrique

Elle comprend une bobine de drainage, un parafoudre et un transformateur d'adaptation qui, dans certains équipements, est également conçu comme bobine de drainage pour le courant à fréquence industrielle. Le parafoudre, inséré entre le côté basse tension du condensateur de couplage et la terre, absorbe les hautes tensions transitoires pour protéger la LMU.

La bobine de drainage a pour but d'offrir une faible impédance à la fréquence industrielle et une impédance élevée aux fréquences CF. Elle est conçue pour fournir un chemin à la terre pour le courant à fréquence industrielle via le condensateur et limiter ainsi le potentiel de la borne du condensateur au point de connexion vers l'équipement à courants porteurs, à des fins de sécurité.

Les exigences des dispositifs de couplage sont couvertes par la CEI 60481. Les caractéristiques types de la LMU en ce qui concerne l'atténuation de couplage A et l'affaiblissement de réflexion R sont indiquées sur la Figure 29.

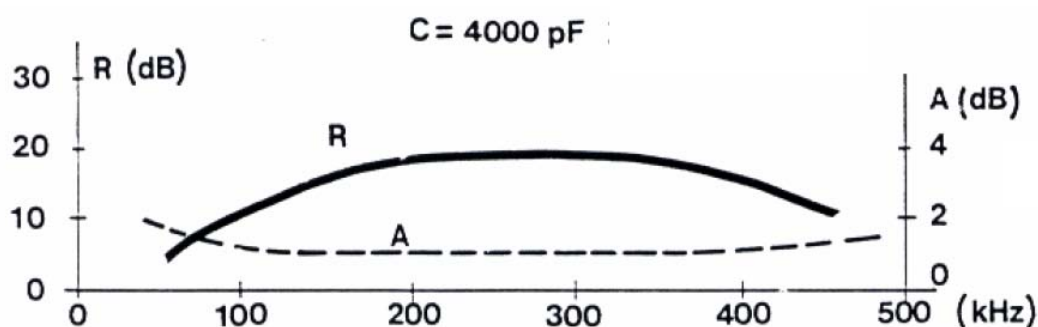


Figure 29 – Caractéristiques de la LMU avec un condensateur de couplage de 4 000 pF

Du fait que la LMU est insérée entre le terminal basse tension du condensateur de couplage et la terre, un commutateur (lame reliée à la terre) est mis en place pour garantir la connexion à la terre directe du condensateur de couplage pendant les opérations d'entretien ou de mise en service.

Les règles de sécurité statutaires peuvent nécessiter différentes procédures pour l'utilisation de ce commutateur de mise à la terre, les agencements typiques étant les suivants:

Un commutateur de mise à la terre relie à la terre le côté basse tension du condensateur de couplage lorsque le logement de la LMU est ouvert. Le commutateur peut être verrouillé par une commande manuelle qui interdit de retirer le capot tant que le commutateur n'est pas en position mise à la terre.

On peut mettre en place un commutateur de mise à la terre à commande polaire avec avertissement approprié. Quel que soit l'agencement utilisé, il convient qu'une indication de la position mise à la terre du commutateur de mise à la terre soit clairement visible.

5.5.2 Configuration de couplage pour câbles aériens EHT/HT/MT

5.5.2.1 Généralités

En ce qui concerne le type de couplage utilisé, les dispositifs de couplage peuvent être de type phase-terre ou phase-phase.

Dans le dernier cas, le couplage peut être effectué avec un seul dispositif phase-phase ou avec deux dispositifs phase-terre correctement connectés. Si c'est le premier agencement que l'on utilise, la distance entre les bornes basse tension des condensateurs et le dispositif de couplage est généralement supérieure à celle du deuxième agencement, avec un risque accru d'endommagement et d'interruption.

Par conséquent, pour atteindre un niveau de sécurité plus élevé, il convient d'utiliser le couplage phase-phase avec deux unités phase-terre, la connexion entre eux étant effectuée du côté secondaire du transformateur d'adaptation.

5.5.2.2 Couplage phase-terre

Dans ce type de couplage, le terminal CPL est connecté entre un conducteur de phase et la terre, comme illustré sur la Figure 30. Un seul condensateur de couplage et un seul circuit-bouchon sont nécessaires à chaque point de couplage, de sorte que ce système permet de réaliser des économies en termes d'équipements de couplage, mais il produit normalement une atténuation plus élevée que le couplage phase-phase, et présente un niveau de sécurité plus faible en cas de défaut de terre sur la phase couplée. On doit noter que, même si le couplage est réalisé entre une phase et la terre, les deux conducteurs de phase restants sont impliqués d'une manière complexe dans la transmission réelle.



Légende

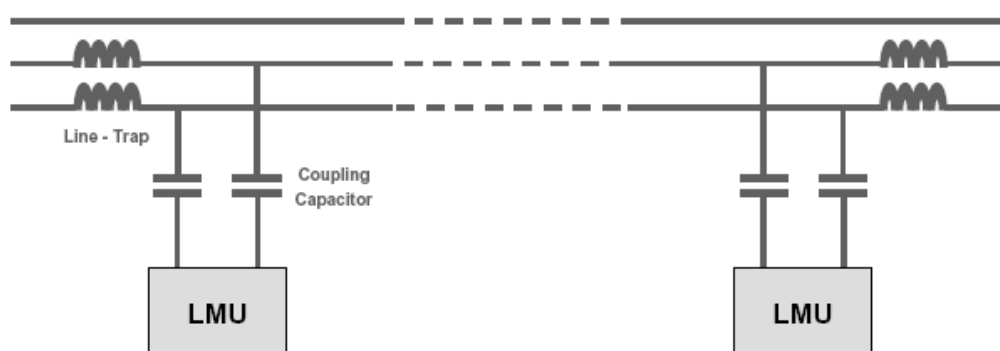
Anglais	Français
Line trap	Circuit-bouchon
Coupling capacitor	Condensateur de couplage
LMU	LMU

Figure 30 – Couplage phase-terre

En raison des avantages économiques, on peut utiliser un couplage phase-terre s'il n'est pas essentiel d'avoir une fiabilité élevée en présence de défauts de ligne.

5.5.2.3 Couplage phase-phase

Dans ce cas, comme illustré sur la Figure 31, deux condensateurs de couplage et deux circuits-bouchons sont nécessaires à chaque point de couplage, de sorte que le coût de l'équipement de couplage est à peu près le double de celui du couplage phase-terre. Le couplage phase-phase offre cependant un certain nombre d'avantages importants, notamment une atténuation plus faible, une plus grande sécurité contre les défaillances de la communication dues aux défauts de ligne, et moins d'interférences, qu'elles soient rayonnées ou excitées.



Légende

Anglais	Français
Line trap	Circuit-bouchon
Coupling capacitor	Condensateur de couplage
LMU	LMU

Figure 31 – Couplage phase-phase

Le couplage peut être effectué avec un seul dispositif phase-phase ou avec deux dispositifs phase-terre correctement connectés. Si le premier agencement est utilisé, la distance entre les bornes basse tension des condensateurs et le dispositif de couplage est généralement supérieure à celle du deuxième agencement, avec un risque accru d'endommagement et d'interruption. Par conséquent, pour atteindre un niveau de sécurité plus élevé, il convient d'utiliser le couplage phase-phase avec deux unités phase-terre, la connexion entre eux étant effectuée du côté secondaire du transformateur d'adaptation.

Comme environ 80 % de tous les défauts de ligne sont monophasés, on peut s'attendre à ce que cet agencement offre un plus grand niveau de sécurité.

5.5.2.4 Couplage inter-circuit

Lorsque deux circuits haute tension parallèles fonctionnent sans discontinuité sur les mêmes pôles ou les mêmes tours, il est possible d'utiliser une phase sur chacun des circuits pour fournir l'équivalent du couplage phase-phase sur une seule ligne de circuit ou deux phases sur chaque circuit pour fournir une forme de couplage différentiel double. Avec cette forme de couplage, la communication est maintenue, même si un circuit de puissance est mis hors service et mis à la terre. Il convient que les lignes et câbles aux deux extrémités aient les mêmes longueurs pour éviter le risque de suppression de phase.

5.5.2.5 Couplage de conducteur de terre isolé

Il est courant sur les lignes haute tension, en particulier sur celles supérieures à 110 kV, de fournir un ou deux conducteurs de terre au-dessus des conducteurs de phase. Ils sont principalement destinés à protéger les lignes contre la foudre, mais servent également à réduire la tension de pas qui existerait le cas échéant au niveau des tours et des sous-stations en cas de défaut de terre sur les lignes. De plus, les conducteurs de terre aident à réduire les effets d'induction sur les circuits de télécommunication situés à proximité pendant les défauts de terre sur les lignes d'énergie.

Les conducteurs de terre sont normalement en contact métallique avec les tours de ligne, mais il est connu que leur efficacité comme parafoudres n'est pas affectée s'ils sont isolés des tours, les isolateurs étant dérivés par les éclateurs assignés pour claquer entre environ 15 kV et 30 kV. Cela a conduit à l'utilisation de conducteurs de terre isolés à des fins de communication, le principal avantage étant l'économie réalisée sur l'équipement de couplage, car, même si les condensateurs de couplage et bobines d'arrêt sont toujours requis, ils peuvent ne pas être dimensionnés pour la tension de service totale et le courant de service total de la ligne.

La méthode présente cependant un certain nombre d'inconvénients:

- a) L'atténuation aux fréquences porteuses est, en général, beaucoup plus grande que celle de la ligne d'énergie, dans laquelle un conducteur métallique multibrin est utilisé comme conducteur de terre. Mais si des conducteurs composites sont utilisés pour les conducteurs de terre, l'atténuation redevient plus acceptable.
- b) La nécessité d'isoler les conducteurs de terre au niveau de chaque tour et aux points terminaux contribue à augmenter les coûts, et pour de longues distances, cette augmentation des coûts peut annuler les économies réalisées sur les équipements de couplage.
- c) L'efficacité des conducteurs de terre dans leur rôle protecteur dans des conditions de défaut de ligne est réduite dans une certaine mesure par l'isolation à chaque tour.
- d) Les liaisons par conducteur de terre isolé ne sont pas recommandées pour la téléprotection.

En raison de ces inconvénients, l'utilisation de conducteurs de terre isolés pour les communications à courants porteurs a jusqu'à présent été limitée.

5.5.3 Câble de raccordement

5.5.3.1 Généralités

Un "câble de raccordement" est inséré entre les bornes secondaires du dispositif de couplage et le terminal CPL. Ce raccordement peut être effectué avec un câble (coaxial) symétrique ou asymétrique selon l'impédance du terminal à courants porteurs.

Les valeurs généralement utilisées pour l'impédance du câble sont de 150 Ω pour le câble symétrique et de 75 Ω pour le type coaxial.

5.5.3.2 Méthodes de mise à la terre du câble coaxial ou blindé

Si l'on utilise du câble coaxial, on peut utiliser différentes méthodes pour mettre l'écran à la terre, selon que le dispositif de couplage et le terminal CPL font partie ou non du même réseau maillé de terre.

Pour les câbles situés dans le même réseau de terre maillé, différentes méthodes peuvent s'appliquer:

- Mise à la terre aux deux extrémités du câble coaxial: cette méthode garantit la sécurité du personnel de maintenance, car il n'y a pas de différences de potentiel entre la terre locale et l'écran de câble. Il est évident que, pendant les défauts, cette connexion peut permettre aux courants à fréquence industrielle de circuler dans l'écran et dans le conducteur "chaud";
- Mise à la terre uniquement d'un côté de l'écran à l'extrémité de l'équipement CPL: cette méthode de mise à la terre peut être utilisée pour éviter les problèmes secondaires dus, par exemple, aux bobines et enroulements ayant des noyaux magnétiques. Cette pratique, tout en éliminant la circulation de courant à fréquence industrielle, peut provoquer une tension élevée dans les enroulements du transformateur de couplage, nécessitant donc d'être conçu à cet effet. Par conséquent, il est nécessaire que le personnel de maintenance prenne des précautions contre le risque de différences potentielles, pendant les défauts, entre l'écran de câble et la terre locale.

Pour les câbles aboutissant sur différents réseaux de terre maillés, différentes méthodes peuvent s'appliquer:

- Mise à la terre uniquement d'un côté de l'écran à l'extrémité de l'équipement CPL: cette méthode de mise à la terre peut être utilisée pour éviter les différences de potentiel de terre qui peuvent être élevées en cas de défaut, et les courants de circulation dans l'écran du câble coaxial qui peuvent être dangereux.

Des problèmes similaires peuvent survenir en cas de câbles armés et/ou blindés, sauf que ces problèmes secondaires ne risquent pas de se produire, et les mêmes considérations s'appliquent. En cas d'utilisation de câbles symétriques, certains des problèmes ci-dessus peuvent être évités.

Dans les règles de l'art, pour l'interconnexion entre la LMU et le CC/CVT, on utilise une barre en cuivre de grand diamètre, solide et non isolée, ou un élément robuste similaire, que l'on positionne à environ 10 cm de la structure porteuse métallique.

5.6 Paramètres de transmission du canal sur lignes électriques

5.6.1 Généralités

La communication CPL fonctionne sur des canaux conçus pour le transport optimal de l'électricité, mais qui n'ont pas été étudiés pour la transmission de signaux à hautes fréquences.

Comme toute autre ligne de transmission, un ensemble de paramètres typiques doit être considéré pour caractériser le comportement de la ligne d'énergie lorsque celle-ci est utilisée comme support de transmission, pour permettre aux techniciens d'évaluer correctement le budget de la liaison et d'estimer les performances et la qualité atteignables.

Les hypothèses de base valides pour tous les canaux sur lignes d'énergie sont les suivantes:

Caractéristiques passe-bas: les câbles du réseau secteur sont conçus pour transférer l'énergie avec des pertes faibles, mais ne sont pas optimaux pour transférer des données. De multiples mesures ont montré que ces câbles ont une forte caractéristique passe-bas qui dépend du type de câble, de la longueur du câble et de la fréquence des signaux;

- Atténuation sélective: chacune des transitions aux points de raccordement des câbles qui composent le chemin de propagation introduit des variations d'impédance et produit des réflexions. En raison des branchements et des points de réflexion, le signal ne se propage pas uniquement sur la connexion directe entre l'émetteur et le récepteur, il le fait également sur des chemins de propagation supplémentaires, qui doivent être considérés eux aussi. Ce sont généralement des trajets plus longs, qui produisent des échos différés. Il en résulte une propagation des signaux sur des trajets multiples, avec une atténuation sélective des fréquences.

Les principaux paramètres physiques à considérer sont les suivants:

- Impédance caractéristique;
- Atténuation de la liaison générale;
- Réponse en impulsion et en fréquence.

Les autres aspects pertinents sont les suivants:

- Bruit, réflexions, trajets multiples, comportement de canal non linéaire/stationnaire, interférences et diaphonie.

5.6.2 Impédance caractéristique de la ligne d'énergie

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission uniforme, généralement appelée Z_0 , est le rapport des amplitudes d'une paire unique d'ondes de tension et de courant, se propageant le long de la ligne en l'absence de réflexions. L'impédance caractéristique est exprimée en ohms.

Si l'on applique le modèle de ligne de transmission reposant sur les équations du télégraphiste, l'expression générale de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission générique est indiquée dans l'équation (5):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega], \quad (5)$$

où

R est la résistance par unité de longueur;

L est l'inductance par unité de longueur;

G est la conductance du diélectrique par unité de longueur;

C est la capacitance par unité de longueur;

j est l'unité imaginaire, et

ω est la fréquence angulaire.

En pratique, aux fréquences CPL, les grandeurs $j\omega L$ et $j\omega C$ sont grandes par rapport à R et G , de sorte que ces dernières peuvent être négligées et que l'expression de l'impédance caractéristique peut se ramener à l'équation (6):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega]. \quad (6)$$

En appliquant les formules classiques de L et C à l'équation ci-dessus, on obtient la représentation de Z_0 dans l'équation (7):

$$Z_0 = 276 \cdot \log\left(\frac{d}{r}\right) \quad \text{pour } \frac{d}{r} \geq 20 \quad [\Omega] \quad (7)$$

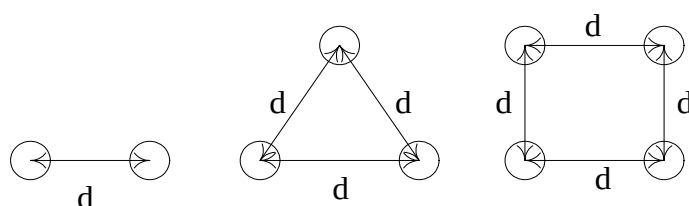
dans laquelle d est la distance entre les conducteurs et r leur rayon dans les mêmes unités. L'équation obtenue exprime l'impédance caractéristique d'une ligne composée de deux fils aériens. Pour un seul conducteur aérien situé à une hauteur h au-dessus du sol et de rayon r , l'impédance caractéristique est indiquée dans l'équation (8):

$$Z_0 = 138 \cdot \log\left(\frac{2h}{r}\right) \quad [\Omega]. \quad (8)$$

Pour les conducteurs en faisceau, on utilise le rayon géométrique moyen (GMR) à la place de r dans les équations précédentes.

Le GMR est défini comme indiqué sur la Figure 32 et dans les équations (9) pour trois agencements différents, où GMR_c est le GMR d'un conducteur individuel.

Faisceaux à deux fils	$GMR = \sqrt{GMR_c \cdot d}$	
Faisceaux à trois fils	$GMR = \sqrt[3]{GMR_c \cdot d^2}$	
Faisceaux à quatre fils	$GMR = \sqrt[4]{GMR_c \cdot \sqrt{2} \cdot d^3}$	(9)



$$GMR_x = \sqrt[n^2]{(D_{aa}D_{ab}...D_{an})...(D_{na}D_{nb}...D_{nn})}$$

for the two – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[4]{(D_s \times d)^2} = \sqrt{D_s \times d}$$

for the three – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[9]{(D_s \times d \times d)^3} = \sqrt[3]{D_s \times d^2}$$

for the four – subconductor bundle

$$D_s^b = \sqrt[16]{(D_s \times d \times d \times d \times 2^{1/2})^4} = 1,09 \sqrt[4]{D_s \times d^3}$$

Légende

Anglais	Français
for the two-subconductor bundle	pour le faisceau à deux sous-conducteurs
for the three-subconductor bundle	pour le faisceau à trois sous-conducteurs
for the four-subconductor bundle	pour le faisceau à quatre sous-conducteurs

Figure 32 – GMR des faisceaux de conducteurs

Dans le cas d'une ligne de transmission triphasée, le calcul de l'impédance caractéristique est plus complexe, cette complexité étant encore accrue par l'utilisation de conducteurs en faisceau. Si une ligne de transmission se termine sur son impédance caractéristique, aucune énergie n'est réfléchiée par la terminaison, et le comportement de l'extrémité émettrice est identique, bien que la ligne soit infiniment longue.

Un réseau d'impédance de six impédances, illustré sur la Figure 33, est nécessaire pour terminer une ligne triphasée dans son impédance caractéristique. Comme une ligne de transmission ne se termine pratiquement jamais sur son réseau d'impédance caractéristique, l'impédance observée par un groupe d'équipements de couplage connectés à la ligne de transmission, soit en phase-phase soit en phase-terre, est affectée par l'énergie réfléchiée sur les phases non couplées.

Une autre valeur plus pratique, fréquemment appelée impédance caractéristique, est la valeur de l'impédance sur laquelle l'équipement de couplage à courants porteurs est adapté pour réduire au maximum la désadaptation et produire ainsi un transfert de puissance maximum. Cette valeur d'impédance caractéristique est affectée par l'impédance de terminaison de la ou des phases non utilisée(s) dans le circuit de couplage. Les mesures indiquent que pour le couplage phase-phase, étant donné que l'impédance de terminaison des phases non couplées varie d'un circuit ouvert à un court-circuit, l'impédance caractéristique varie légèrement. Cependant, de plus grandes différences se produisent pour le couplage phase-terre.

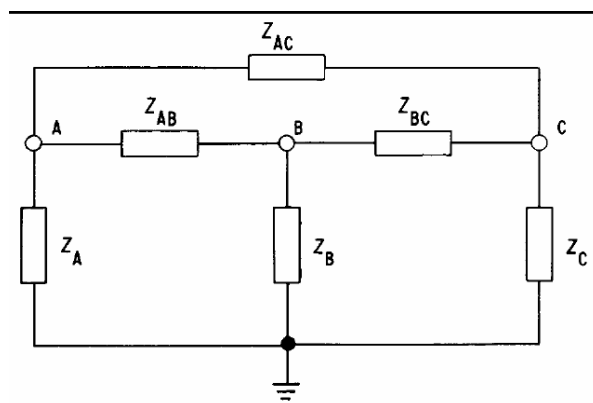


Figure 33 – Réseau de terminaison pour une ligne triphasée

Comme illustré, l'impédance caractéristique dépend du rayon des conducteurs et de la distance entre conducteurs. En général, les deux dimensions augmentent quand les tensions en font de même, de sorte que le rapport reste pratiquement constant. Par conséquent, il n'existe qu'une très légère différence dans les impédances caractéristiques des lignes selon les diverses tensions, à partir du moment où un conducteur seulement est utilisé pour chaque phase.

On constate que les valeurs d'impédance caractéristiques sont plus faibles sur les lignes de transport extra haute tension (EHT) si l'on utilise des conducteurs en faisceau dont le rayon efficace est beaucoup plus grand que le rayon d'un seul conducteur. Le Tableau 8 montre la gamme de valeurs que l'on peut attendre d'une grande diversité de lignes.

Tableau 8 – Gamme des impédances caractéristiques des circuits CPL sur lignes aériennes EHT/HT

Conducteur de ligne de transport (chaque phase)	Impédance caractéristique (phase-terre) Ω	Impédance caractéristique (phase-phase) Ω
Un fil	350 à 500	650 à 800
En faisceau (deux fils)	250 à 400	500 à 600
En faisceau (quatre fils)	200 à 350	420 à 500

Il convient de noter que les chiffres indiqués sont des valeurs moyennes calculées sur toute la gamme de fréquences allouée pour une technologie CPL particulière et pour toutes les terminaisons possibles de phases non couplées. Ainsi, les valeurs réelles peuvent s'écarter considérablement de la moyenne, mais cela n'a pas une grande importance du point de vue de la conception du système, car cela n'entraîne une augmentation des pertes globales que de quelques dixièmes de décibels.

Par rapport aux lignes aériennes, l'impédance caractéristique des câbles d'alimentation est inférieure d'un facteur de 10 à 20. Par conséquent, l'inductance des circuits-bouchons diminue, la capacitance des condensateurs de couplage augmente du même chiffre pour des bandes de fréquences égales.

Les valeurs de l'impédance caractéristique des câbles d'alimentation varient fortement selon les différents types de câbles. En général, il n'y a pas eu beaucoup d'informations publiées sur les câbles d'alimentation, comme par exemple l'impédance caractéristique aux hautes fréquences, et il peut être nécessaire d'effectuer des mesures sur le câble réel utilisé pour un circuit particulier. En général, l'impédance caractéristique d'un câble d'alimentation est comprise entre 10 Ω et 60 Ω .

5.6.3 Atténuation de la liaison générale

5.6.3.1 Généralités

Pour nos besoins, il est pratique de simplifier le modèle de propagation et de considérer que l'atténuation de la liaison générale est l'atténuation présente entre les extrémités du circuit CPL. Elle est principalement due à trois composants: le câble de raccordement, les systèmes de couplage et la ligne d'énergie. Elle est exprimée en décibels en fonction de la fréquence, comme indiqué dans l'équation (10):

$$A_{OL} = A_{LigneÉnergie} + A_{SystèmeCouplage1} + A_{SystèmeCouplage2} + A_{CâbleConnexion1} + A_{CâbleConnexion2} \text{ [dB]}. \quad (10)$$

5.6.3.2 Atténuation de la ligne d'énergie

L'atténuation de la ligne représente la perte en dB rencontrée par le signal lors de son transit sur la ligne. Elle est mesurée en [dB/km]. Elle dépend principalement des paramètres suivants:

- Longueur de la ligne et configuration des conducteurs
- Structure des conducteurs de phase, matériaux, etc.
- Structure du ou des conducteurs de terre, matériaux, etc.
- Fréquence de la porteuse,
- Résistivité du sol.

Sa valeur efficace dépend également de ce qui suit:

- Configuration de couplage adoptée,
- Effets de la disposition des tours,
- Conditions atmosphériques.

5.6.3.3 Analyse modale

L'analyse d'une ligne multiconducteur montre que plusieurs modes de propagation de signaux porteurs ont lieu simultanément. On peut voir que le nombre de modes naturels est égal au nombre de conducteurs impliqués dans la propagation (ex.: trois modes en cas de ligne à un seul circuit avec deux conducteurs de terre mis à la terre à chaque tour, et sept modes en cas de ligne à deux circuits avec un conducteur de terre isolé).

Les principales caractéristiques des modes naturels sont les suivantes:

- a) chaque mode a sa propre perte de propagation spécifique, sa propre vitesse et sa propre impédance caractéristique;
- b) les modes sont indépendants les uns des autres;
- c) la tension de phase en n'importe quel endroit est la somme vectorielle des tensions de mode phase à cet endroit; de la même manière, le courant de phase est la somme vectorielle des courants de mode phase.

L'analyse modale montre qu'il convient de sélectionner l'agencement du couplage de manière à ce que toute la puissance d'émetteur soit injectée dans la ligne sous la forme du mode d'affaiblissement le plus faible. Pour les agencements de couplage que l'on rencontre dans la pratique, tels que les couplages phase-terre, phase-phase et inter-circuit, la puissance d'émetteur est généralement injectée sous la forme d'un mélange de modes, dont une partie en mode d'affaiblissement élevé (terre), ce qui entraîne une certaine perte de conversion modale a_c .

L'affaiblissement de ligne a_{ligne} peut être calculé comme suit avec l'équation (11):

$$a_{\text{ligne}} = \alpha_1 \cdot l + 2 \cdot a_c + a_{\text{sup}}, \quad (11)$$

où

a_{ligne} est l'affaiblissement de ligne (dB);

α_1 est la constante d'atténuation du mode d'affaiblissement le plus faible (dB/km);

a_c est la perte de conversion modale (dB) (voir Figure 34),

$$a_c = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\text{total}}}{P_{\text{total}} - P_{\text{mode terre}}} \right);$$

a_{sup} est la perte supplémentaire causée par les discontinuités, par exemple circuit de couplage, transposition, en dB;

l est la longueur de ligne (km).

L'analyse d'une quantité considérable de résultats d'expérience et de calculs informatiques a permis d'obtenir l'approximation suivante pour α_1 :

$$\alpha_1 \approx 7 \cdot 10^{-2} \left[\frac{\sqrt{f}}{d_c \cdot \sqrt{n}} + 10^{-3} \cdot f \right], \quad (12)$$

où

α_1 est la constante d'atténuation du mode d'affaiblissement le plus faible (dB/km);

f est la fréquence (kHz);

d_c est le diamètre du conducteur de phase (mm);

n est le nombre de conducteurs de phase en faisceau.

Cette formule donne une bonne approximation (environ $\pm 10\%$ jusqu'à 300 kHz, $\pm 20\%$ jusqu'à 500 kHz) pour la plupart des cas avec des tensions de ligne supérieures à 150 kV et une résistivité de terre entre 100 Ωm et 300 Ωm .

5.6.3.4 Lignes homogènes

Le choix de l'agencement de couplage est moins problématique pour les lignes à un circuit verticales et triangulaires que pour les lignes à deux circuits, mais il reste essentiel pour les configurations des lignes horizontales. Les agencements de couplage optimaux et la perte de conversion modale a_c pour les lignes horizontales et triangulaires sont illustrés sur la Figure 34.

Les chiffres approximatifs suivants pour la perte supplémentaire a_{sup} peuvent être appliqués à différentes configurations de ligne, à condition que les agencements de couplage optimaux correspondent aux indications du Tableau 9.

– un seul circuit, vertical ou triangulaire:

$$a_{\text{sup}} \leq 3 \text{ dB pour le couplage phase-terre et le couplage phase-phase;}$$

– double circuit, vertical ou triangulaire:

$$a_{\text{sup}} = 2 \text{ dB à } 10 \text{ dB pour le couplage phase-terre et le couplage phase-phase;}$$

$$a_{\text{sup}} \leq 1 \text{ dB pour le couplage différentiel double;}$$

– un seul circuit, horizontal:

$$a_{\text{sup}} = 0 \text{ dB pour le couplage phase-terre;}$$

$$a_{\text{sup}} = 0 \text{ à } 6 \text{ dB pour le couplage phase-phase.}$$

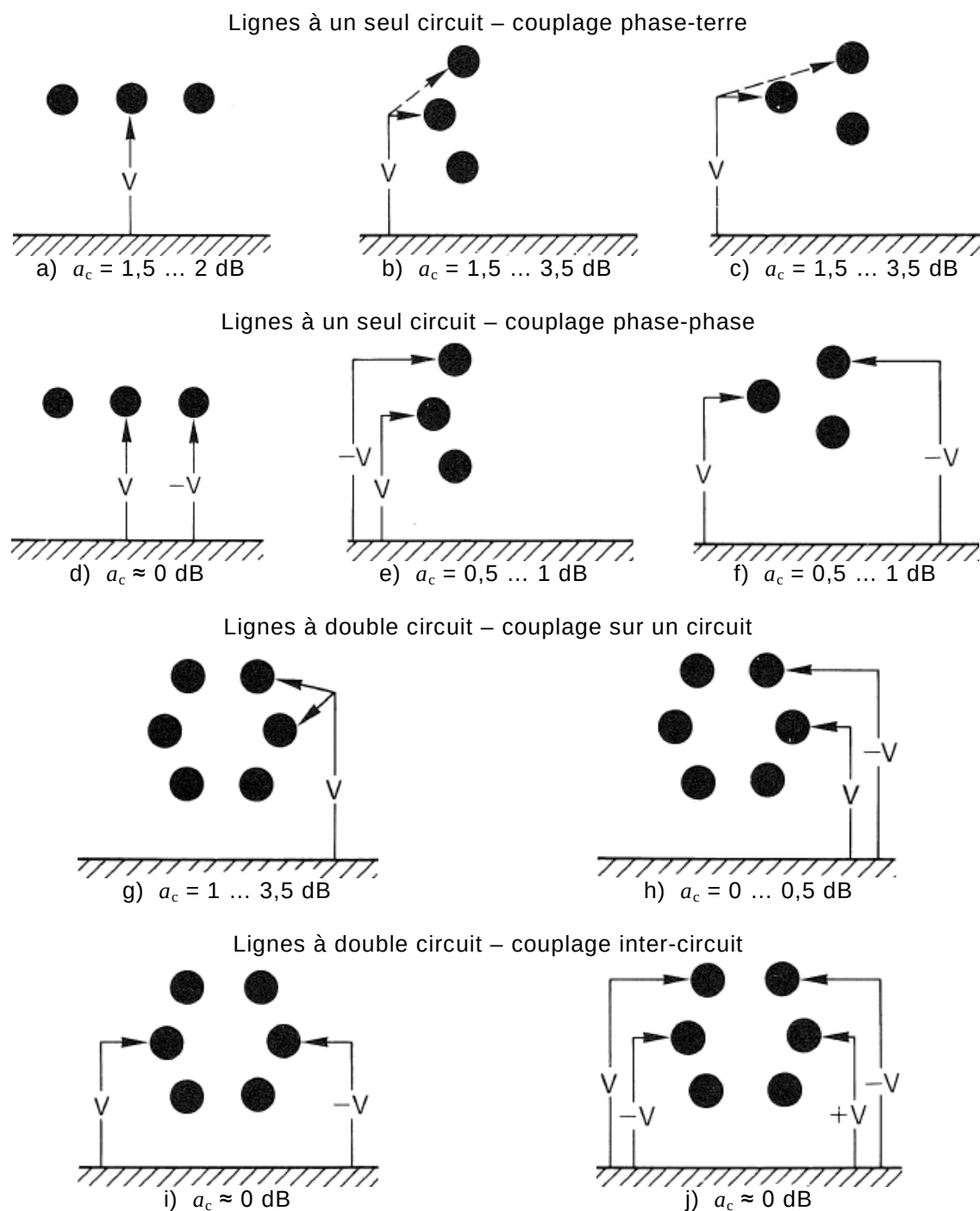


Figure 34 – Agencements de couplage optimaux et perte de conversion modale a_c

5.6.3.5 Lignes non homogènes

Des discontinuités telles que des transpositions, des dérivations ou les raccordements de lignes aériennes à des câbles d'alimentation peuvent poser des problèmes complexes qui doivent donc être examinés avec le plus grand soin lors de la conception d'un réseau CPL.

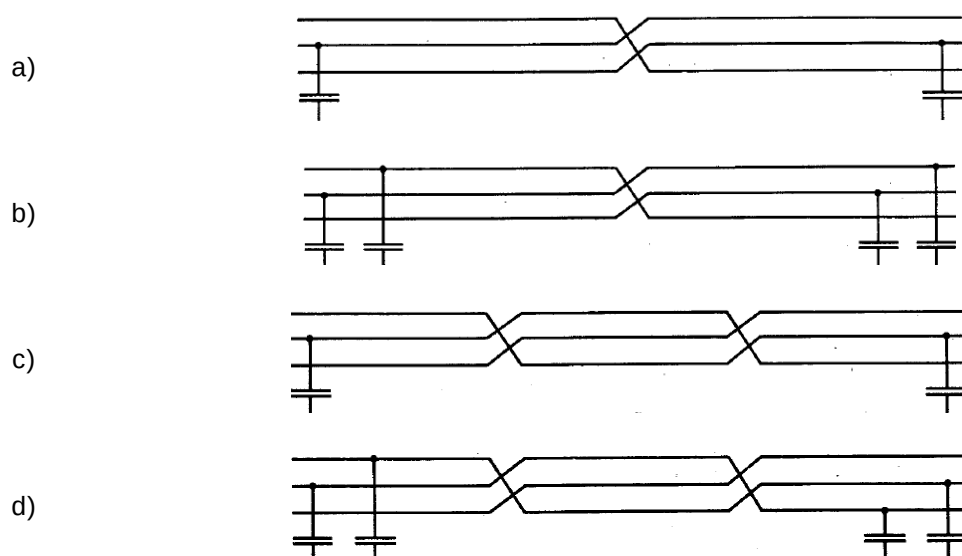


Figure 35 – Agencements de couplage phase-terre et phase-phase optimaux

Les transpositions de ligne peuvent provoquer une atténuation de ligne intolérablement élevée dans certaines circonstances. Leur effet sur la transmission de signaux porteurs dépend des paramètres de la ligne, de la longueur de la ligne, de l'agencement du couplage, du type et du nombre de transpositions, de la résistivité du sol et de la fréquence porteuse.

- Dans le cas de configurations de lignes verticales ou triangulaires à un seul circuit, la perte supplémentaire a_{sup} est pratiquement indépendante de la fréquence porteuse, du type et du nombre de transpositions, à condition que le couplage soit effectué sur des conducteurs de phase à connexion par traversée. On peut partir des chiffres suivants:
 - couplage phase-terre: $a_{\text{sup}} = 6 \text{ dB à } 12 \text{ dB}$;
 - couplage phase-phase: $a_{\text{sup}} = 4 \text{ dB à } 8 \text{ dB}$.
- Dans le cas de configurations de lignes verticales ou triangulaires à double circuit, la perte supplémentaire a_{sup} dépend du nombre de transpositions, des paramètres de ligne, de la résistivité au sol, de l'agencement du couplage et du produit de la fréquence à courants porteurs et de la longueur de ligne; des chiffres de 2 dB à 10 dB, voire 20 dB, ont été mesurés. Il est conseillé, dans les cas critiques, de calculer l'atténuation générale à l'aide d'un programme informatique modal ou d'effectuer des mesures sur le terrain si la ligne devait être disponible.
- Dans le cas de la configuration de ligne horizontale, le choix de l'agencement de couplage correct et de la gamme de fréquences porteuses est essentiel. Si l'on suppose que l'on utilise les agencements de couplage optimaux donnés sur la Figure 34, la perte supplémentaire devient:

a) En cas de transposition au point médian:

- couplage phase-terre (Figure 35 a): $a_{\text{sup}} = 6 \text{ dB}$;
- couplage phase-phase (Figure 35 b): $a_{\text{sup}} = 8,5 \text{ dB à } 12 \text{ dB}$.

pour toute la gamme de fréquences et quelle que soit la longueur de ligne, car la suppression modale ne peut pas se produire.

b) En cas de transpositions équidistantes:

la perte supplémentaire dépend fortement de la fréquence porteuse, des paramètres de ligne et de la résistivité de la terre, et il existe un risque de suppression modale.

Par conséquent, il convient que le produit de la fréquence porteuse et de la longueur de ligne ($f \cdot l$) ne dépasse pas $10^5 \text{ kHz} \cdot \text{km}$ pour les tensions de ligne jusqu'à 330 kV et $0,5 \cdot 10^5 \text{ kHz} \cdot \text{km}$ pour les tensions supérieures. Ainsi, dans la majorité des cas, la perte supplémentaire est de l'ordre de:

- couplage phase-terre (Figure 35 c):

$a_{\text{sup}} = 1 \text{ dB à } 10 \text{ dB}$; résistivité de terre, $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$;

$a_{\text{sup}} = 3 \text{ dB à } 8 \text{ dB}$; résistivité de terre, $\rho = 30 \, \Omega\text{m à } 300 \, \Omega\text{m}$;

- couplage phase-phase (Figure 35 d):

$a_{\text{sup}} = 0 \text{ dB à } 8 \text{ dB}$; résistivité de terre, $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$;

$a_{\text{sup}} = 2 \text{ dB à } 10 \text{ dB}$; résistivité de terre, $\rho = 30 \, \Omega\text{m à } 300 \, \Omega\text{m}$;

Les valeurs minimales des gammes indiquées s'appliquent aux produits $f \cdot l$, la valeur maximale pour $f \cdot l$ est indiquée ci-dessus.

Les informations données ci-dessus pour a_{sup} sont résumées dans le Tableau 9.

Tableau 9 – Perte supplémentaire a_{sup} [dB] pour différentes configurations de ligne et agencements de couplage optimaux

Configuration de ligne et couplage Figure 34	Nombre de transpositions			
	0	1	2	Plus de 2
a) $\rho = 30 \, \Omega\text{m à } 300 \, \Omega\text{m}$ $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$	0 0	6 6	3 à 8 ^a 1 à 10 ^a	– –
b)	0 à 3	6 à 12	6 à 12	6 à 12
c)	0 à 3	6 à 12	6 à 12	6 à 12
d) $\rho = 30 \, \Omega\text{m à } 300 \, \Omega\text{m}$ $\rho \geq 1\,000 \, \Omega\text{m}$	0 à 4,5 0 à 5,5	8,5 à 11 8,5 à 11	2 à 10 ^a 0 à 8 ^a	– –
e)	0 à 3	4 à 8	4 à 8	4 à 8
f)	0 à 3	4 à 8	4 à 8	4 à 8
g)	2 à 10	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b
h)	2 à 10	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b
i)	2 à 10	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b	2 à 10 ^b
j)	0 à 1	0 à 4	2 à 8 ^b	2 à 8 ^b
a $l \cdot f_{\text{max}} \leq 1 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz} (\leq 330 \text{ kV})$; $l \cdot f_{\text{max}} \leq 0,5 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz} (> 330 \text{ kV})$. b $l \cdot f_{\text{max}} \leq 2 \cdot 10^5 \text{ km} \cdot \text{kHz}$.				

Les raccordements de lignes aériennes à des câbles d'alimentation entraînent un accroissement de l'atténuation totale en raison de la perte d'adaptation au niveau des jonctions.

Il convient que l'équipement CPL soit adapté respectivement à l'impédance de ligne caractéristique – ou à l'impédance du câble. Des mesures spéciales sont parfois nécessaires pour améliorer l'affaiblissement de réflexion vu par l'émetteur CPL couplé à la ligne aérienne.

Dans le cas d'une seule jonction (Figure 36 a), l'atténuation totale a_{tot} (dB) peut être exprimée comme suit:

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{ligne}} + a_{\text{câble}} + a_m. \quad (13)$$

La perte d'adaptation a_m est quasiment indépendante de la fréquence et est de l'ordre de 5 dB à 7 dB.

Dans le cas de deux jonctions (Figure 36 b), des effets d'ondes stationnaires se produisent et l'atténuation totale devient alors comme exprimée dans l'équation (14):

$$a_{\text{tot}} = a_{\text{ligne 1}} + a_{\text{câble}} + a_{\text{ligne 2}} + 2 \cdot a_m + a_s. \quad (14)$$

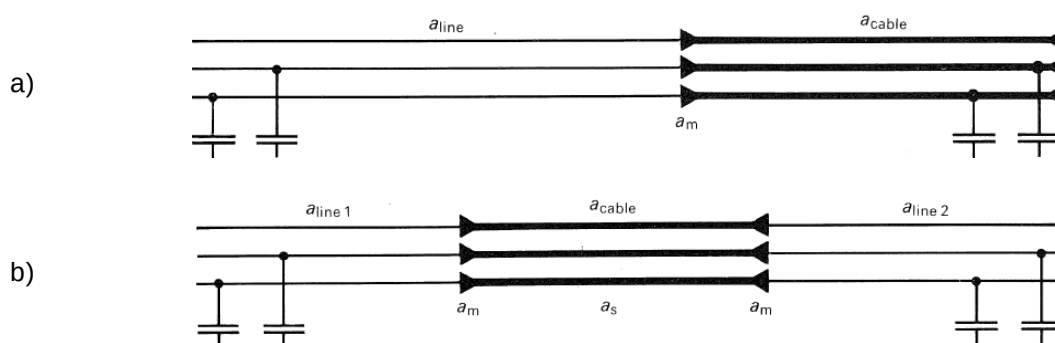
où

a_s est l'atténuation supplémentaire due à un effet d'onde stationnaire

En raison du terme dépendant de la fréquence a_s , l'atténuation générale montre des fluctuations périodiques prononcées avec la fréquence, en particulier pour les petites atténuations de câble où a peut varier entre –7 dB et +5 dB. Si l'atténuation du câble dépasse environ 6 dB, les fluctuations deviennent inférieures à ± 1 dB et, par conséquent, peuvent être négligées.

Il convient d'adapter les groupes de CPL aux deux extrémités de ligne à l'impédance de ligne caractéristique, et il peut également être nécessaire d'améliorer l'affaiblissement de réflexion, afin de réduire le risque d'inter-modulation dans les émetteurs.

Dans le cas d'un câble triphasé individuel, la conversion de mode a lieu aux deux jonctions, ce qui est une perte supplémentaire supérieure à celle due au défaut d'adaptation mentionné plus haut. Le calcul de l'atténuation totale devient complexe, et il convient de l'effectuer par ordinateur. Cette conversion de mode ne se produit pas avec trois câbles monoconducteurs séparés.



Légende

Anglais	Français
a_{line}	a_{ligne}
a_{cable}	$a_{\text{câble}}$

Figure 36 – Raccordements de lignes aériennes à des câbles d'alimentation

Les lignes dérivées peuvent générer des problèmes graves en raison de la désadaptation au point en té et des ondes stationnaires sur la ligne dérivée, dépourvue de circuit-bouchon. Sans mise en jeu d'aucun dispositif supplémentaire, l'affaiblissement de la ligne présente normalement des pointes importantes avec un espacement de

$$\Delta f = \frac{150}{l_t}, \quad (15)$$

où

Δf est l'espacement des crêtes d'atténuation (kHz);

l_t est la longueur de la dérivation (km).

Le moyen le plus efficace de venir à bout de ces crêtes d'atténuation consisterait à piéger les trois phases de la ligne de dérivation au point en té. Normalement, il suffit d'insérer un circuit-bouchon dans le conducteur de phase de la dérivation qui transporte la majeure partie de la puissance de signal sur la ligne principale. Il est important que le circuit-bouchon soit conçu pour une résistance minimale R_0 sur toute la bande de fréquences utilisée dans le système, plutôt que pour un $|Z_0|$ minimum uniquement.

Si le circuit-bouchon ne peut pas être installé au point en té pour une raison quelconque, il est également possible de l'insérer à l'extrémité de la dérivation. Dans ce cas particulier, le conducteur de phase piégé doit être terminé par l'impédance de ligne, ce qui nécessite un condensateur de couplage supplémentaire dans la sous-station.

5.6.3.6 Lignes parallèles entrant dans une sous-station

Il arrive fréquemment qu'une ligne existante soit déviée dans une nouvelle sous-station construite à proximité de la ligne. La nouvelle sous-station a alors deux entrées parallèles à partir de la ligne d'origine et les canaux CPL existants doivent également être déviés, soit sous forme de circuits de transit qui contournent la nouvelle sous-station, soit sous forme de nouveaux canaux CPL fonctionnant entre les extrémités du terminal CPL d'origine et la nouvelle sous-station. Cette nouvelle configuration peut entraîner une augmentation de l'atténuation à certaines fréquences, que l'on peut corriger en introduisant un réseau de déphasage dans la dérivation CF au niveau de la nouvelle sous-station.

5.6.3.7 Pertes de ligne en cas de mauvais temps

La propagation des signaux porteurs le long de la ligne est affectée par la pluie, le brouillard, la neige et la glace. En cas de pluie ou de brouillard, l'augmentation de l'atténuation est généralement faible et peut être négligée.

Dans certains cas (dans les régions industrielles ou près du bord de mer), une averse peut produire une atténuation plus faible en nettoyant la surface d'isolation de la ligne d'énergie.

En cas de gel, la situation est différente, car l'augmentation de l'atténuation peut conduire à des valeurs inacceptables pour la liaison de transmission, qui doivent être prises en compte par l'ingénieur chargé de la conception.

Il convient cependant de tenir compte du fait que les lignes aériennes sont rarement affectées par le gel sur toute leur longueur. L'augmentation de l'atténuation dépend de ce qui suit:

- a) la configuration de la ligne d'énergie;
- b) l'épaisseur de la couche de glace sur les conducteurs;
- c) la température ambiante;
- d) la fréquence du signal porteur; les fréquences les plus affectées sont les plus élevées.

La gelée blanche et la couche de glace des conducteurs de phase peuvent, dans des conditions extrêmes, multiplier par six la constante d'atténuation par beau temps pour les sections de ligne concernées. Dans le cas d'une couche de glace de 0,5 cm d'épaisseur, la constante d'atténuation augmente d'un facteur de 1,5 à 2 pour les fréquences supérieures à 300 kHz. Les facteurs à l'extrémité inférieure de la gamme s'appliqueraient aux conducteurs

en faisceau. C'est pourquoi il convient d'utiliser, pour les lignes soumises au gel, des fréquences porteuses plus faibles.

5.6.3.8 Atténuation et pertes du système de couplage

Pertes dans l'équipement de couplage et connexion de la fréquence porteuse:

D'après la CEI 60481 sur les groupes de couplage pour systèmes CPL, l'affaiblissement composite provoqué par le quadripôle formé par le groupe de couplage et le ou les condensateurs de couplage associés ne doit pas dépasser 2 dB sur toute la largeur de la bande disponible.

En général, on peut s'attendre à ce que les pertes de couplage, y compris les pertes diélectriques dans le condensateur de couplage, soient inférieures à 1,5 dB.

Les valeurs courantes d'affaiblissement pour les câbles de raccordement à fréquence porteuse sont de 1 dB/km à 5 dB/km dans la bande des fréquences de 30 kHz à 500 kHz.

5.6.3.9 Affaiblissements dus à une dérivation

Selon la CEI 60353 sur les circuits-bouchons, il convient que l'affaiblissement dû à une dérivation n'excède pas, de préférence, 2,6 dB. Cette perte correspond à une impédance de circuit-bouchon égale à 1,41 fois l'impédance caractéristique d'une ligne.

5.6.3.10 Pertes supplémentaires

Si un certain nombre de groupes CPL sont connectés en parallèle pour émettre et recevoir via un équipement de couplage commun, chaque groupe est soumis à une perte de couplage supplémentaire de 0,5 dB à 1 dB; il convient d'en tenir dûment compte lors de l'exécution des calculs de perte totale sur la liaison.

5.6.3.11 Pertes de dérivation CF

La conception du réseau haute tension ne correspond pas toujours à l'exigence de communication de ce réseau, dans la mesure où les canaux haute fréquence ne doivent pas toujours se terminer à la borne de détection utilisée comme terminaison de puissance.

Dans certains cas, le canal à courants porteurs doit transmettre sur deux sections d'une ligne qui peut avoir une discontinuité en raison de la configuration du système d'énergie.

Dans d'autres cas, certains canaux doivent se terminer au point médian tandis que d'autres sont transmis via ce point.

Il n'est pas économique en termes de coût et de planification des fréquences de mettre en place une terminaison à courants porteurs complète pour ramener tout le circuit à une base de fréquence vocale, et dans ces cas-là, la méthode conventionnelle pour y parvenir consiste à mettre en place un circuit de dérivation haute fréquence.

Pour y parvenir et pour empêcher les tensions dangereuses de la section sous tension des lignes d'énergie d'être transférées d'un côté de la section déconnectée à l'autre, on peut mettre en place des circuits de dérivation comprenant des unités de couplage normales conçues comme filtres passe-bande et simplement interconnectées par un câble coaxial ou à paires symétriques avec des circuits-bouchons conventionnels agencés de la manière habituelle.

La bande passante de l'ensemble correspond à celle des dispositifs de couplage classiques.

L'atténuation supplémentaire introduite par cette dérivation se compose des pertes introduites par les dispositifs de couplage, les unités d'adaptation de ligne, les connexions de câbles, etc. Les valeurs types sont de 4 dB à 8 dB dans le cas d'une dérivation par traversée, et de 5 dB à 9 dB s'il existe une connexion locale.

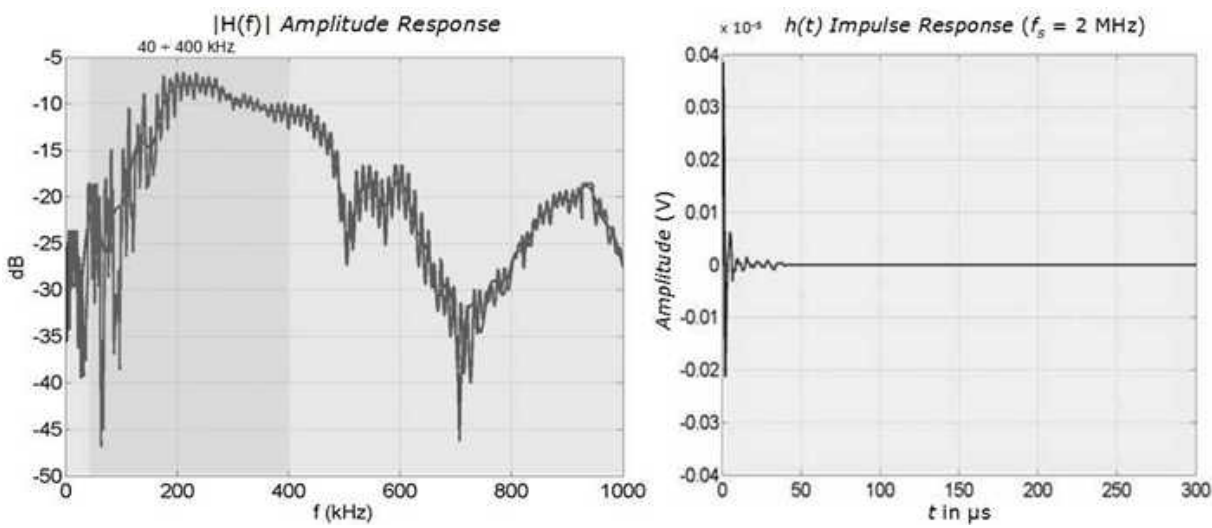
5.6.4 Fréquence et réponse impulsionnelle des canaux

La fonction de transfert ou réponse en fréquence $H(f)$ décrit entièrement la façon dont le circuit traite l'entrée pour produire la sortie. La fonction de transfert indique la façon dont le canal sur ligne d'énergie modifie l'amplitude d'entrée en créant l'amplitude de sortie.

La réponse impulsionnelle $h(t)$ d'un canal sur ligne d'énergie désigne la réaction qui se produit lorsqu'un signal d'entrée bref, appelé impulsion, est appliqué à son entrée. Plus généralement, la réponse impulsionnelle décrit et caractérise la réaction du système en fonction du temps.

Ainsi, les deux fonctions $H(f)$ et $h(t)$ représentent entièrement le comportement du canal sur ligne d'énergie, mais à l'aide de différents domaines, respectivement la fréquence et le temps.

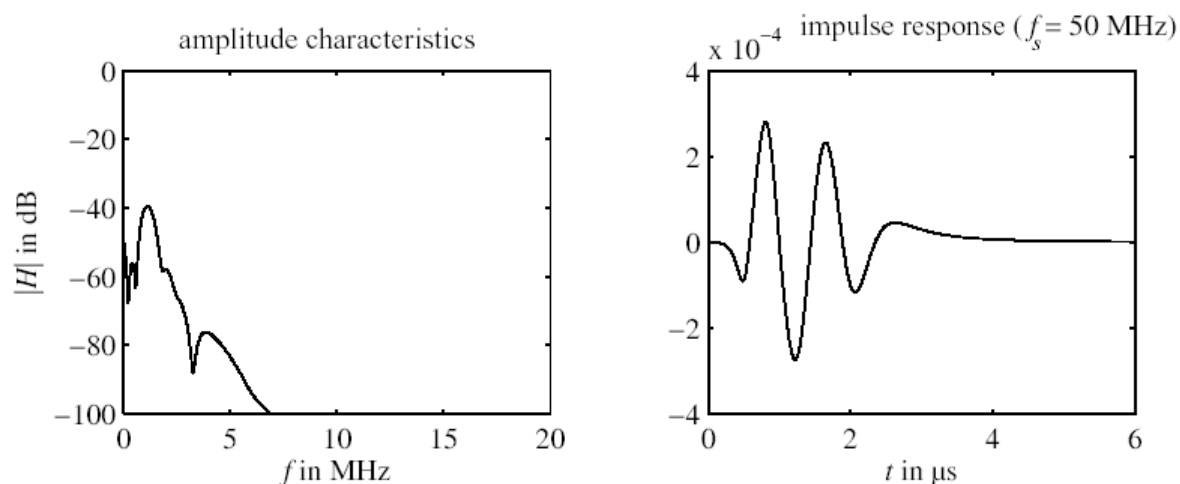
La Figure 37 représente les réponses types $H(f)$ et $h(t)$ de l'EHT et la Figure 38 représente la réponse de canal type $H(f)$ et $h(t)$ de la MT.



Légende

Anglais	Français
Amplitude response	Réponse en amplitude
Impulse response	Réponse impulsionnelle
in	en

Figure 37 – Réponse de canal type $H(f)$ et $h(t)$ de l'EHT



Légende

Anglais	Français
Amplitude characteristics	Caractéristiques d'amplitude
Impulse response	Réponse impulsionnelle
In	en

Figure 38 – Réponse de canal type $H(f)$ et $h(t)$ de la MT

La Figure 39 donne un exemple de l'atténuation subie par une ligne d'énergie HT réelle sur la gamme de fréquences de 40 kHz à 500 kHz.

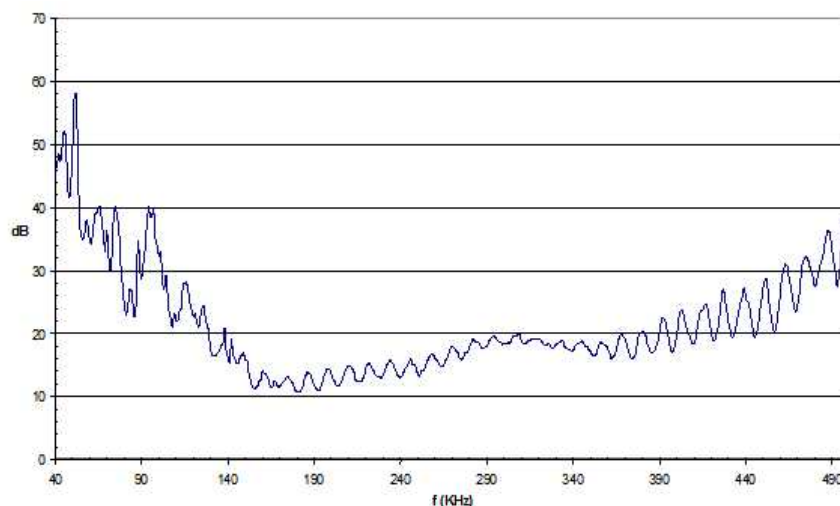


Figure 39 – Atténuation en fonction de la fréquence pour un canal sur ligne d'énergie HT réel

5.6.5 Bruit et perturbations

5.6.5.1 Généralités

Le bruit peut être défini comme tout signal indésirable qui interfère avec la communication ou le traitement d'un signal porteur d'informations. Il peut y avoir plusieurs sortes de bruits pouvant altérer la qualité de la communication, ex.: le bruit de fond, le bruit à bande étroite, le bruit de fréquence radio électromagnétique, les interférences dans un même canal, le bruit impulsif, etc.

Il convient de prêter une attention particulière à tous les types de bruit impulsif, car les systèmes CPL numériques y sont très sensibles, et cette classe de bruit n'a pas été suffisamment considérée jusqu'à présent. Les approches récentes consistant à appliquer les concepts existants de transmission de données, provenant d'autres domaines de techniques de communication, à la transmission dans les réseaux sur lignes d'énergie, ont montré que l'on ne pouvait pas satisfaire à toutes les exigences sans avoir des connaissances détaillées du canal et sans adapter les concepts correspondant à ses propriétés.

Pour l'évaluation de l'influence du bruit sur la transmission de données numériques, le scénario de bruit est classé et décrit brièvement ci-après.

Selon sa source, pour les considérations concernant la CPL, il est pratique de classer un bruit dans un certain nombre de catégories:

- Bruit de fond;
- Bruit impulsif (pics isolés, périodiques, apériodiques, salves);
- Interférences.

L'Annexe E donne des informations sur les mesures de bruit.

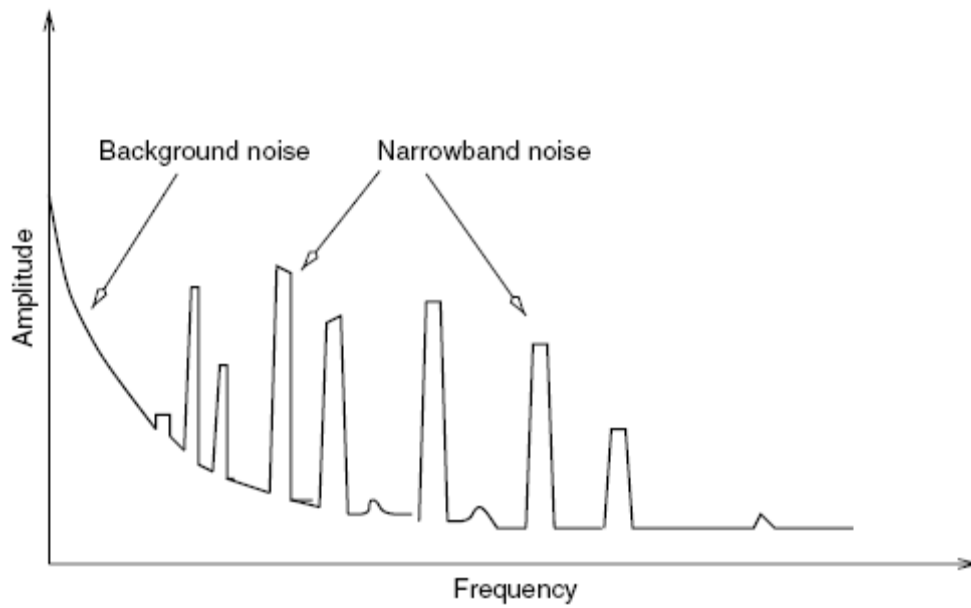
5.6.5.2 Bruit de fond

Les sources habituelles de bruit de fond comprennent, pour le réseau électrique, le bruit d'effet couronne, les transformateurs, les générateurs, les commutateurs, les disjoncteurs, les isolateurs et également, pour le réseau basse tension, les moteurs et démarreurs de moteur, les oscillateurs, les relais.

Cependant, la principale contribution à la EHT et la HT est celle du bruit d'effet couronne, qui est un bruit aléatoire provoqué par des décharges électriques irrégulières dans les isolateurs et les conducteurs (couronne, étincelles).

Le bruit d'effet couronne n'est pas tout à fait identique au bruit "blanc", dans la mesure où son amplitude a tendance à diminuer lorsque la fréquence augmente. De plus, comme le bruit est généré pendant les demi-cycles positifs de la tension de ligne, il comprend essentiellement des salves de trains d'impulsions courtes ayant une fréquence de répétition de salve fondamentale de 150 Hz (pour un système triphasé de 50 Hz).

Le bruit de fond est partiellement recouvert par du bruit à bande étroite. Le bruit à bande étroite est parfois considéré comme une partie du bruit de fond. Son intensité et sa fréquence varient en fonction de l'endroit et varient dans le temps. Les principales sources de bruit à bande étroite sont les diffuseurs, dans la gamme d'ondes longues, moyennes et courtes, ainsi qu'un certain nombre de services radio tels que la radio amateur, de sorte que pratiquement la totalité de la gamme de fréquences, jusqu'à plusieurs MHz, est recouverte de bruit à bande étroite. Une partie du spectre de bruit, avec du bruit à bande étroite nettement visible, est illustrée sur la Figure 40.



Légende

Anglais	Français
Amplitude	Amplitude
Frequency	Fréquence
Background noise	Bruit de fond
Narrowband noise	Bruit à bande étroite

Figure 40 – Bruit de fond

En général, la densité de puissance du bruit de fond diminue lorsque les fréquences deviennent plus élevées.

A des fins pratiques, on peut considérer que le bruit est blanc dans la bande de fréquences porteuses nominale située entre 40 kHz et 500 kHz.

Les niveaux globaux types de la puissance de bruit, rapportés au point de couplage à la ligne HT elle-même, sont indiqués dans le Tableau 10. Ces valeurs sont valables pour des conditions atmosphériques favorables et défavorables, et s'appliquent aussi bien aux couplages phase-terre qu'aux couplages phase-phase.

Tableau 10 – Valeur type des niveaux de puissance de bruit d'effet couronne, rapportée à une bande passante de 4 kHz pour diverses tensions de systèmes EHT/HT

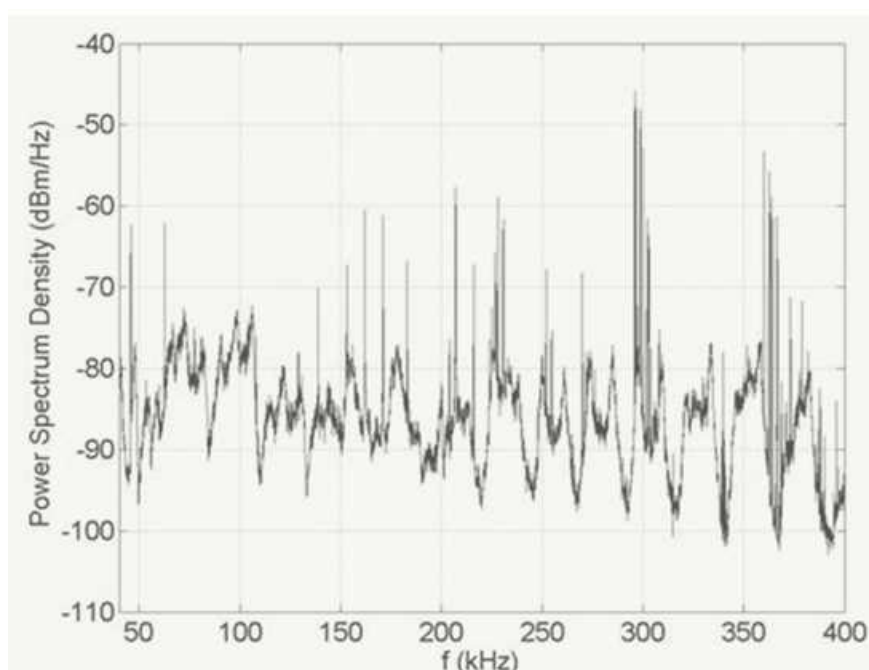
Tension de ligne CA kV	Niveaux de bruit types de l'effet couronne à 4 kHz sur les lignes haute tension aériennes	
	Temps correct dBm	Mauvais temps dBm
jusqu'à 110	-50	-30
150	-45	-25
220	-40	-20
300	-35	-15
400	-30	-10
800	-20	0

NOTE On peut rencontrer des variations considérables par rapport aux chiffres ci-dessus en raison de différences dans les paramètres de conception de la ligne aérienne, qui entraînent des différences de gradient de tension à la surface des conducteurs pour des tensions de ligne similaires. D'autres variations sont possibles, dues à la construction, l'altitude et l'ancienneté de la ligne, tandis que l'effet des conditions météorologiques peut également avoir son importance, par exemple en présence de brouillard, de pluie ou de gelée blanche.

On peut effectuer des corrections pour d'autres bandes passantes (BW) en utilisant l'équation suivante:

$$\Delta P_n [dB] = 10 \log \left(\frac{BW \text{ (kHz)}}{4 \text{ (kHz)}} \right). \quad (16)$$

La Figure 41 montre un exemple de densité spectrale de puissance de bruit de fond en fonction de la fréquence, tandis que la Figure 42 montre les variations du spectre de bruit en fonction du temps.



Légende

Anglais	Français
Power spectrum density	Densité du spectre de puissance

Figure 41 – Bruit de fond en fonction de la fréquence

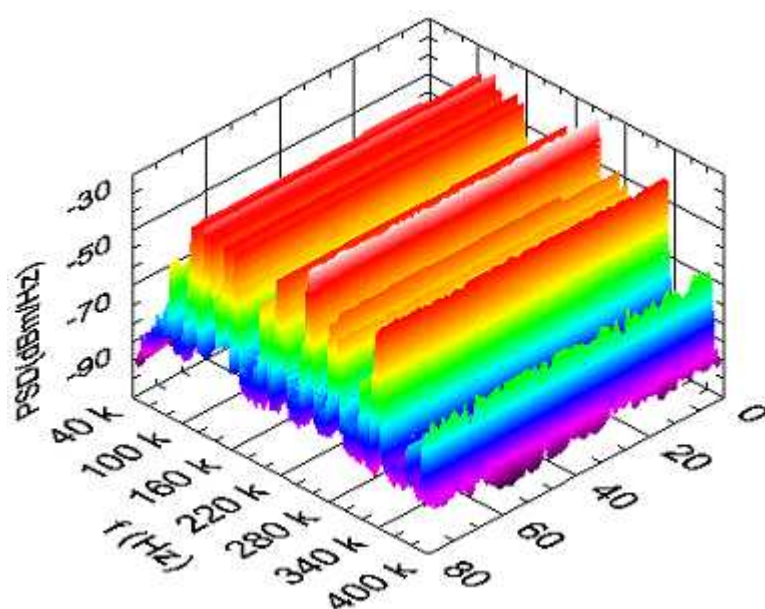
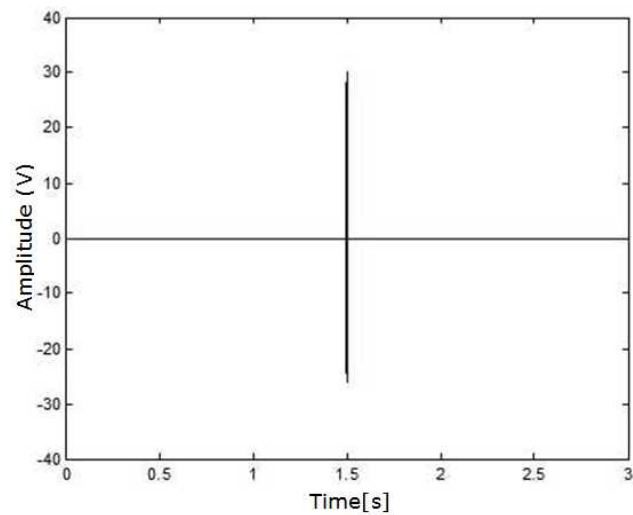


Figure 42 – Variations du spectre de bruit de fond en fonction du temps

5.6.5.3 Bruit impulsif

Le bruit impulsif illustré sur les Figures 43 et 44 se compose d'impulsions de bruit "on/off" de courte durée, provoquées par une grande diversité de sources. La présence de transitoires courts et de salves de grande amplitude sur les lignes électriques est principalement due au fonctionnement d'isolateurs et disjoncteurs ainsi qu'à la foudre, aux contournements, etc.

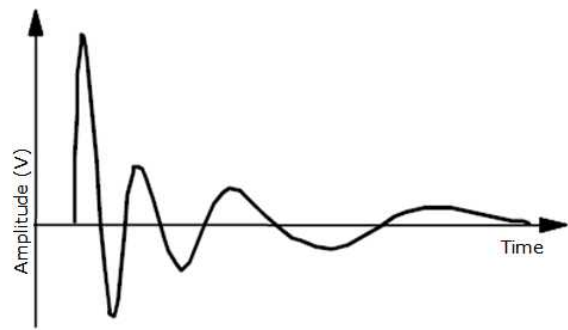


Légende

Anglais	Français
Amplitude	Amplitude
Time	Temps

Figure 43 – Impulsion isolée

Outre les impulsions isolées, il y a les impulsions de bruit transitoire, qui consistent généralement en une impulsion initiale relativement raide et courte, suivie d'oscillations à basse fréquence décroissantes. Elles résultent de la combinaison d'une impulsion initiale généralement due à des interférences impulsionsnelles externes ou internes, tandis que les oscillations sont souvent dues à la résonance du canal de communication excité par l'impulsion initiale, et peuvent être considérées comme la réponse du canal à l'impulsion initiale.

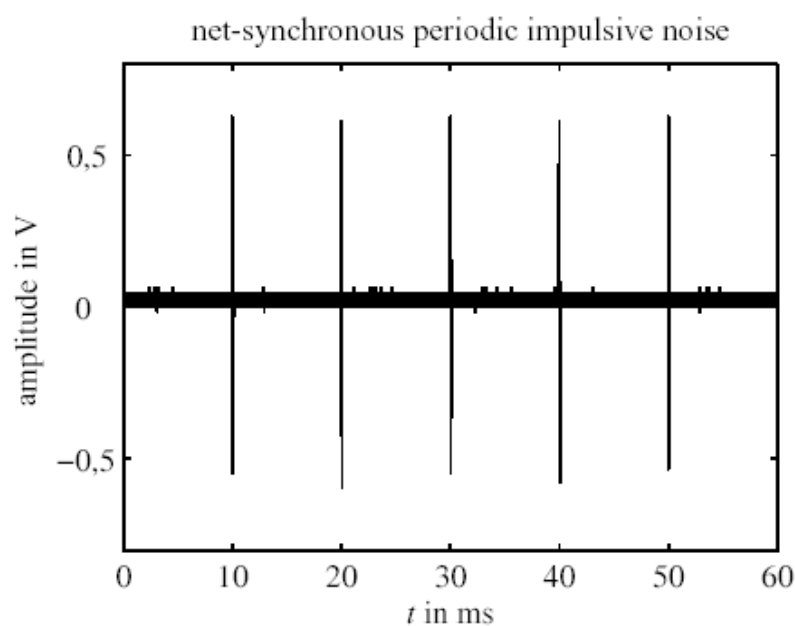


Légende

Anglais	Français
Amplitude	Amplitude
Time	Temps

Figure 44 – Impulsion transitoire

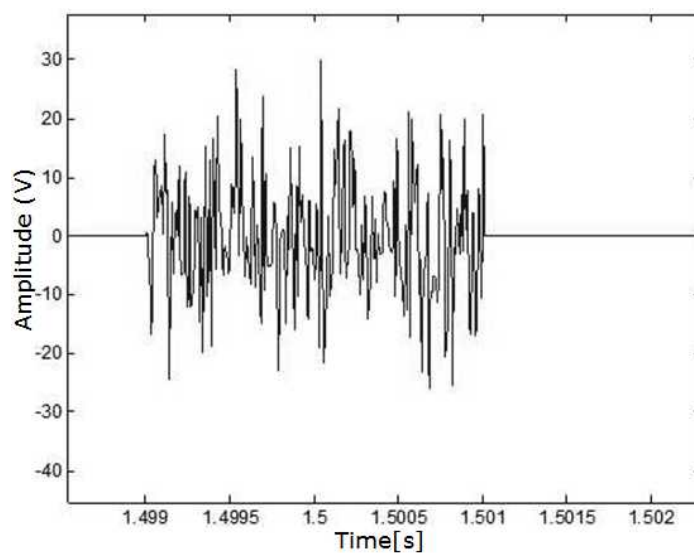
Il n'est pas rare de trouver, sur une ligne d'énergie, une courte séquence d'impulsions appelée salves d'impulsions. Selon la nature de la source génératrice, il peut y avoir des impulsions périodiques, comme illustré sur la Figure 45, ou apériodiques comme illustré sur la Figure 46.



Légende

Anglais	Français
net-synchronous periodic impulsive noise	Bruit impulsionnel périodique synchrone net
amplitude in V	Amplitude en V
t in ms	t en ms

Figure 45 – Impulsions périodiques



Légende

Anglais	Français
Amplitude	Amplitude
Time	Temps

Figure 46 – Impulsions en salves

Il convient d'effectuer les mesures de bruit impulsif à l'aide d'instruments appropriés fonctionnant dans le domaine temporel, comme un oscilloscope doté de fonctionnalités numériques avancées.

On peut cependant effectuer une première caractérisation préliminaire élémentaire à l'aide d'un simple voltmètre sélectif, comme auparavant.

Les décharges atmosphériques provoquées par la foudre consistent fréquemment en un certain nombre de décharges partielles consécutives suivant une séquence irrégulière et un espacement variant entre 8 ms et 400 ms. Lorsque la foudre s'abat sur la ligne ou à proximité de celle-ci (tour, fil de terre), les tensions de bruit de type impulsif ont une amplitude élevée de l'ordre de +20 dBV à +35 dBV.

Les contournements sur un système de puissance produisent une énergie à large bande. En général, l'amorce d'un défaut est tellement rapide et le courant de défaut si élevé que le trajet d'arc devient très vite fortement ionisé. A l'amorce du défaut et avant que l'arc ne soit entièrement établi, les niveaux de bruit sur les réseaux haute tension et extra haute tension sont de l'ordre de +15 dBV à +25 dBV et ont une durée d'environ 2 ms à 10 ms. Lorsque l'arc est établi, le bruit chute à un niveau inférieur d'environ –15 dBV à –25 dBV.

Le fonctionnement des disjoncteurs pour mettre sous/hors tension les lignes produit un bruit de magnitude variant entre –10 dBV et +25 dBV et ayant une durée d'environ 10 ms.

Les opérations de commutation normales impliquant des isolateurs à faible vitesse ("à déconnexion") peuvent se produire fréquemment. Les interférences ainsi générées sont caractérisées par un bruit de grande amplitude, de l'ordre de +20 dBV à +35 dBV et de durée relativement longue, à savoir entre 0,5 s et 5 s, selon la conception de l'isolateur. La faible ionisation de l'arc entraîne un réamorçage répété (à l'ouverture comme à la fermeture) qui produit des trains d'oscillations à haute fréquence de grande amplitude dans la zone de la sous-station. Ces oscillations sont couplées aux lignes HT dans la sous-station de diverses manières, par exemple par couplage direct, par induction, par fuite ou par le système de mise à la terre commun.

Les informations données ci-dessus pour le bruit de type impulsif sont résumées dans le Tableau 11.

Tableau 11 – Niveaux de bruit de type impulsif moyens types, mesurés côté câble HF du couplage aux bornes de 150 Ω dans une bande passante de 4 kHz

Source	Niveau dBV	Densité d'impulsion impulsion/s	Durée ms
Coup de foudre	+25	1 à 40 en moyenne 2 à 3	Jusqu'à 1 000
Interrupteur d'isolement (jeu de barres marche ou arrêt)	+25	300 à 900	500 à 5 000
Disjoncteur (ligne marche ou arrêt)	+20	1 000 à 2 000	5 à 20
Disjoncteur (court-circuit arrêt)	+4	1000 à 2 000	5 à 20
Défaut à la terre (amorce du défaut de ligne)	+20	1 000 à 2 000	5 à 20
Arc	–20	100 à 300	–
NOTE Soustraire 4 dB pour une bande passante de 2,5 kHz.			

5.6.5.4 Interférences

Les interférences sont causées par des signaux indésirables provenant d'autres équipements situés sur la même ligne ou dans la même zone géographique.

Les raisons pour lesquelles les interférences se produisent sont les suivantes:

- mauvaise planification des fréquences;

- équipements existants défectueux;
- sources externes.

Les systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie peuvent subir des interférences, notamment d'autres courants porteurs sur lignes d'énergie fonctionnant ailleurs sur le réseau électrique, en raison de fuites et de couplages de l'énergie au-delà des circuits-bouchons.

Cet effet doit être pris en compte lors de la conception d'une installation CPL et lors de la recommandation du choix d'une fréquence particulière.

Selon la conception particulière du système, l'énergie de sources externes, telles que des systèmes à courants porteurs à fil nu, et plus particulièrement des transmetteurs radio MF et BF, peut être prélevée et s'introduire dans les récepteurs à courants porteurs.

Les systèmes radio qui peuvent être impliqués dans les interférences comprennent les systèmes maritimes et aéronautiques, les services de diffusion et certains systèmes fonctionnant dans les bandes MF et BF. Les aides à la navigation telles que les systèmes de guidage OMEGA, DECCA, CONSOL et les balises radioélectriques d'approche des aéroports en constituent une catégorie principale.

Certains services nécessitent de protéger les signaux très faibles, en particulier lorsque la vie humaine est en jeu. La protection nécessaire peut être évaluée par les séparations fréquentielle et géographique appropriées. On peut y parvenir grâce à une coopération et une consultation continues entre les services appropriés.

Dans de nombreux cas, les taux de signaux relatifs nécessaires à la protection sont définis par les Réglementations Radio UIT (RR) et par l'Annexe 10, Volume V de la Convention de l'OACI (Organisation de l'aviation civile internationale) pour la protection des services radio.

Lorsqu'il existe un conflit mutuel d'intérêts entre les autorités responsables des réseaux HT et les services aéronautiques, il convient de mettre en place une consultation entre les autorités concernées à l'échelon national.

On peut se faire une idée de la protection réalisée si l'on remarque que, à la limite du domaine d'application normal des balises radioélectriques aéronautiques (allant généralement de 15 à 100 miles nautiques), les signaux reçus de la balise radioélectrique doivent être supérieurs à +37 dB en relation à 1 $\mu\text{V/m}$ et qu'il doit y avoir un rapport de 15 dB entre la balise radioélectrique et tout signal interférant à la même fréquence.

6 Conception de liaisons et réseaux DPLC et APLC

6.1 Généralités

Avant la conception d'un système CPL, il convient de clarifier les besoins de l'utilisateur. Il existe aujourd'hui différents types disponibles de terminaux CPL et de systèmes analogiques purs, numériques purs et combinés. La bande passante HF nécessaire pour chaque type dépend de la capacité offerte par chacun d'entre eux. Il est donc important de connaître les besoins actuels et futurs en termes de services à transmettre, afin de bien choisir les équipements à utiliser.

Hormis les capacités de transmission, les systèmes présentent généralement des caractéristiques additionnelles, qui doivent être prises en compte elles aussi. Ces caractéristiques concernent des fonctionnalités telles que les options de gestion et de maintenance, qui sont considérées aujourd'hui essentielles pour l'exploitation d'un système de communication.

Les points de départ à prendre en compte lors de la conception d'un système CPL peuvent être résumés comme suit.

a) Type d'interfaces nécessaires:

- Interfaces analogiques pour les applications/services analogiques tels que les signaux vocaux analogiques transmis par des modems, typiquement pour les applications à faible débit de données, et les signaux analogiques provenant de terminaux de téléprotection. Les modems et les terminaux de téléprotection mentionnés peuvent être des unités externes ou des modules optionnels intégrés au même système CPL. Dans ces cas-là, les services sont organisés autour de la technique FDM pour constituer des blocs d'unités de bande de base de 4 kHz. Suivant le nombre total de services nécessaires, un ou plusieurs canaux de 4 kHz peuvent être nécessaires.
- Interfaces numériques pour les applications/services qui sont déjà disponibles au format numérique dans les installations de l'utilisateur. Dans ce cas, il convient que le nombre d'interfaces et leur type soient connus. De plus, la vitesse en bits par seconde de chaque service doit être prise en compte. Les différents trains de données numériques sont organisés autour de la technique FDM de manière à générer une trame numérique contenant les services utilisateur, plus des informations internes servant à la synchronisation, entre autres, telles que la redondance pour l'amélioration du TEB et les installations de gestion. Bien entendu, cette trame numérique a une vitesse numérique qui est supérieure à la somme des vitesses individuelles de chaque service utilisateur.

Cette trame numérique est traitée par une modulation numérique, telle que la QAM ou l'OFDM, ce qui produit un signal analogique ayant une bande passante totale qui dépend de la vitesse totale et du rendement spectral de la modulation numérique utilisée.

Lorsque de la parole doit être transmise au moyen de la transmission numérique, le signal vocal analogique est, dans un premier temps, numérisé et traité de façon à pouvoir être converti au format numérique.

Lorsque l'on transmet des informations de téléprotection en utilisant des systèmes numériques, le signal de téléprotection est en fait transmis dans le concept analogique type afin d'éviter le retard additionnel généralement introduit dans le processus de codage-décodage pour les services numériques. Un autre facteur à prendre en compte est le fait qu'un niveau de bruit très élevé, présent lors d'un défaut de ligne, dégrade fortement la transmission numérique.

Dans les deux cas, les bandes de base analogiques de 4 kHz et la bande analogique contenant les services numériques sont transposées à l'emplacement HF souhaité et transmises à la ligne d'énergie par l'intermédiaire des dispositifs de couplage.

b) Performances du système:

Plusieurs aspects ont un impact important sur les performances de la liaison CPL. Ces points sont abordés à l'Article 7.

Seul un bref résumé est présenté ici. Le point clé est le rapport signal-bruit du côté réception, qui dépend évidemment de la puissance transmise, de l'atténuation de la liaison et du niveau de bruit.

L'Article 5 aborde tous les aspects concernant l'atténuation et le bruit.

Afin d'améliorer la qualité de la transmission, certaines techniques de codage sont utilisées dans des systèmes numériques. Le principal inconvénient de ces techniques est l'augmentation de la latence de la transmission globale.

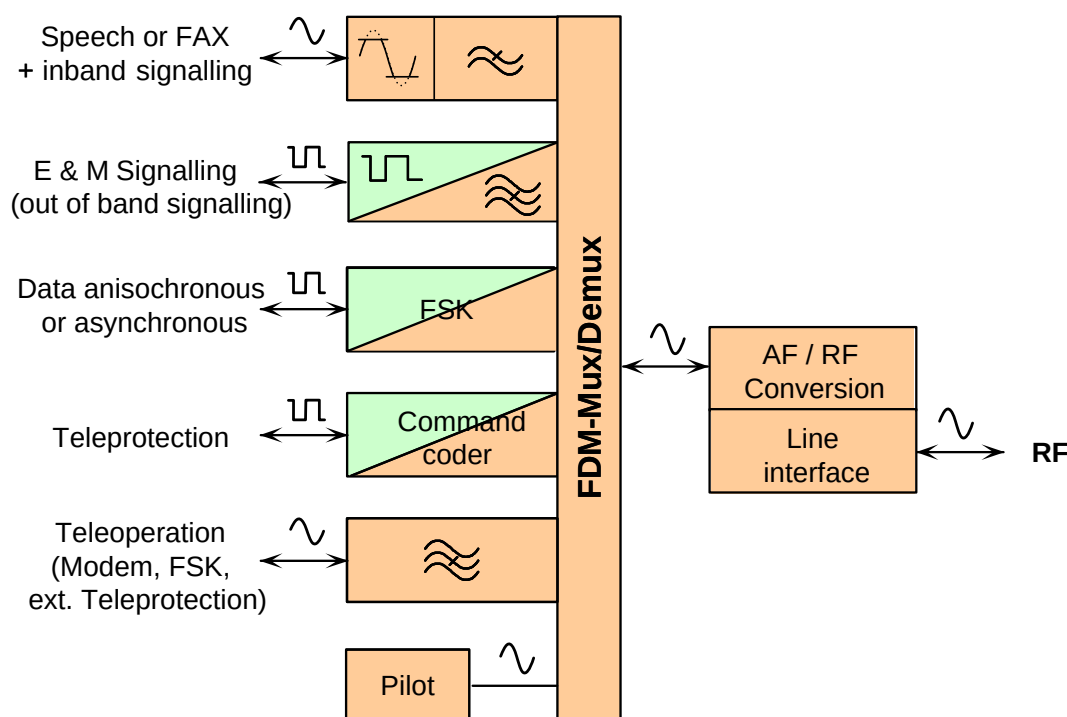
6.2 Bilan de liaison APLC

La transmission CPL analogique est utilisée depuis longtemps, et le type de modulation utilisé, la bande latérale unique (SSB), est au point et très bien connue des utilisateurs des CPL. Seule la technologie utilisée dans les terminaux change pour inclure plus d'installations, pour des raisons de facilité de mise en service et d'amélioration de la gestion des installations.

Dans un système APLC tel que celui représenté sur la Figure 47, seuls des signaux au format analogique sont transmis, par exemple des signaux vocaux à bande étroite transmis par des modems utilisés pour la transmission de données à basse vitesse et les signaux de téléprotection. Il est courant, si nécessaire, d'utiliser la bande de base utile totale uniquement pour la transmission de données, en utilisant un modem plus sophistiqué, ou de dédier le canal de bande de base aux applications de transmission de téléprotection.

Suivant le nombre total de services à transmettre, on utilise généralement des terminaux APLC à un canal ou à deux canaux.

Lorsque de la parole est transmise, l'interface correspondante comprend la fonctionnalité de transmission d'impulsions de numérotation. On traite le signal vocal avec un filtre passe-bas afin de fixer la bande passante utilisée pour le service en question, et on limite l'amplitude afin d'éviter une surmodulation dans l'étage de puissance du terminal APLC. L'utilisation d'un circuit ou processus de compression-extension pour le canal vocal améliore le rapport signal-bruit d'environ 10 dB pour la parole.



Légende

Anglais	Français
Speech or FAX + inband signalling	Parole ou FAX + signalisation intrabande
E & M Signalling (out of band signalling)	Signalisation émission et réception (signalisation hors bande)
Data anisochronous or asynchronous	Données anisochrones ou asynchrones
FSK	FSK
Teleprotection	Téléprotection
Command coder	Codeur de commande
Teleoperation (Modem, FSK, ext. Teleprotection)	Téléopération (modem, FSK, téléprotection externe)
Pilot	Pilote
FDM-Mux/Demux	Mux/Demux MRF
AF / RF Conversion	Conversion AF / RF
Line interface	Interface de ligne
RF	RF

Figure 47 – Architecture des équipements APLC

Des signaux pilotes, un au total ou un par canal de bande de base de 4 kHz, sont également inclus afin de permettre l'exécution de la fonction de commande automatique de gain (AGC) du côté réception. Cette fonction a pour but de compenser les variations d'atténuation de la ligne HT dues aux changements météorologiques ou aux changements de topologie du système HT qui peuvent causer des variations d'atténuation de liaison.

Suivant les installations incluses dans le terminal CPL spécifique, des signaux pilotes sont parfois aussi utilisés pour des fonctions autres que le processus AGC. Ces fonctions additionnelles sont souvent associées à des installations de gestion.

La bande de base est configurée dans un concept de multiplexage par répartition de la fréquence (FDM); en d'autres termes, chaque service à transmettre, y compris le signal pilote, a une bande passante spécifiée qui permet de combiner tous les services, chacun occupant une gamme de fréquences différente, sans aucun chevauchement de fréquence entre ceux-ci.

Une fois que la bande de base est configurée conformément à l'allocation de fréquence de chaque service, le niveau d'amplitude de chaque service doit être déterminé. L'objectif est de maximiser les performances de la communication CPL dans des conditions de bruit blanc. On y parvient en réglant les niveaux des signaux individuels conformément aux deux règles suivantes:

- Règle 1: Les puissances des signaux individuels doivent être proportionnelles au produit du rapport des puissances du signal et du bruit, du rapport des puissances de crête et moyenne, de la bande passante et, si nécessaire, d'une marge de sécurité additionnelle des signaux individuels.
- Règle 2: La tension de crête de la somme des signaux individuels doit être aussi élevée que possible, mais pas supérieure à la tension de crête qui peut être délivrée par l'amplificateur de puissance.

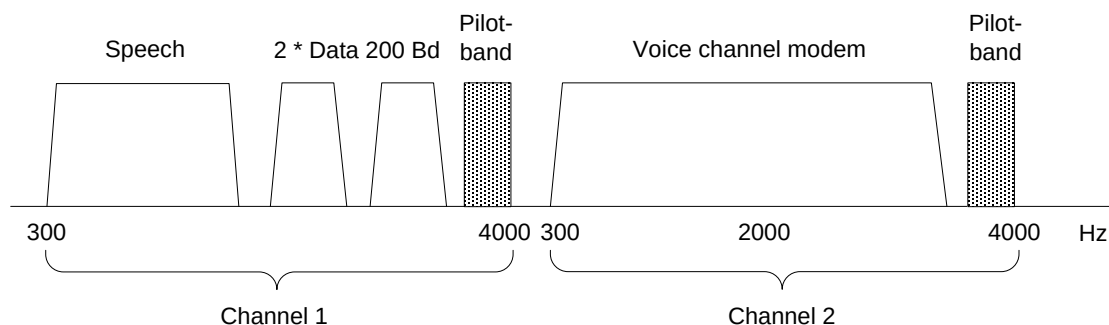
L'Annexe C explique les formules sur lesquelles reposent ces règles.

L'ensemble résultant des niveaux des signaux individuels pour chaque service est le bilan de liaison APLC. De manière équivalente, les pourcentages de modulation peuvent être utilisés pour spécifier les niveaux de signal. Généralement, le bilan de liaison est fixé par le fabricant, les niveaux des signaux individuels étant indiqués dans la documentation. Dans le cas où des niveaux de signaux individuels peuvent être choisis par l'utilisateur, il est important de comprendre le concept de bilan de liaison.

À titre d'exemple, supposons que les signaux suivants doivent être transférés sur la liaison:

- 1 canal vocal,
- 2 canaux de données 200 Bd,
- 1 modem à bande vocale,
- 2 canaux pilotes.

La Figure 48 représente une configuration possible de ces signaux dans deux canaux de bande de base de 4 kHz chacun.



Légende

Anglais	Français
Speech	Parole
2 * Data 200 Bd	2 * Données 200 Bd
Pilot-band	Bande pilote
Voice channel modem	Modem à canal vocal
Channel 1	Canal 1
Channel 2	Canal 2

Figure 48 – Exemple d'une configuration de signal dans deux canaux de bande de base

Les signaux sont caractérisés par les grandeurs spécifiées dans la règle 1 et décrites dans le Tableau 12.

Tableau 12 – Paramètres des signaux

Type de service ou signal	Nombre de services, chaque type	Rapport crête / efficace	Bande passante	SNR requis	Marge de sécurité de SNR additionnelle
Parole	1	6,0 dB	2,00 kHz	15,0 dB	0,0 dB
Pilote	2	3,0 dB	0,50 kHz	15,0 dB	6,0 dB
FSK 200 Bd	2	5,0 dB	0,48 kHz	15,0 dB	0,0 dB
Modem à bande vocale	1	10,0 dB	3,40 kHz	25,0 dB	0,0 dB

Le Tableau 13 présente le bilan de liaison calculé pour une PEP RF de 46 dBm. À noter que la puissance efficace du signal RF est inférieure d'environ 10 dB à la PEP du signal RF! De plus, 83,0 % de la puissance efficace est transmise au modem de bande vocale, qui occupe la bande passante la plus élevée, qui a le PAR le plus élevé et qui requiert le SNR le plus élevé. Les signaux résiduels n'obtiennent que quelques pour cent de la puissance efficace totale.

Tableau 13 – Bilan de liaison

PEP RF = 46 dBm		Sur le connecteur RF, côté émetteur			
Type de service ou signal	Nombre de services, chaque type	Niveau de crête absolu, pour chaque service	Niveau efficace absolu, pour chaque service	Puissance efficace des services, par type	Pourcentage de puissance efficace totale, par type de service
Parole	1	29,2 dBm	23,2 dBm	207 mW	4,9 %
Pilote	2	26,1 dBm	23,1 dBm	413 mW	9,7 %
FSK 200 Bd	2	22,0 dBm	17,0 dBm	100 mW	2,3 %
Modem à bande vocale	1	45,5 dBm	35,5 dBm	3525 mW	83,0 %
Total			RF efficace =	36,3 dBm	100 %

Les niveaux à l'entrée du récepteur peuvent être calculés lorsque l'atténuation du trajet, c'est-à-dire l'atténuation entre l'émetteur et le récepteur, y compris les pertes de couplage, est connue. Le Tableau 14 présente les niveaux efficaces résultants à l'entrée du récepteur, en supposant une atténuation de trajet de 25 dB. Le tableau présente également les niveaux de bruit efficaces maximaux admissibles pour que chaque service puisse avoir les performances adéquates.

Tableau 14 – Niveaux de signal et de bruit admissibles à l'entrée du récepteur

PEP RF = 46 dBm Atténuation de trajet = 25 dB			Sur le connecteur RF, côté récepteur	
Type de service ou signal	Nombre de services, chaque type	Pourcentage de puissance efficace totale, par type de service	Niveau efficace absolu, pour chaque service	Niveau de bruit max. admissible dans 4 kHz, pour chaque service
Parole	1	4,9 %	–1,8 dBm	–13,8 dBm
Pilote	2	9,7 %	–1,9 dBm	–7,8 dBm
FSK 200 Bd	2	2,3 %	–8,0 dBm	–13,8 dBm
Modem à bande vocale	1	83,0 %	10,5 dBm	–13,8 dBm
Total		100,0 %		

La marge de sécurité supplémentaire de 6 dB pour les pilotes, indiquée dans le Tableau 12, est clairement visible. On peut en conclure que la liaison présente des performances adéquates pour des niveaux de bruit jusqu'à –13,8 dBm dans 4 kHz. Si l'on considère qu'il y a des pertes de couplage d'environ 4 dB, le niveau de bruit de la ligne peut aller jusqu'à –9,8 dBm dans 4 kHz. Selon le Tableau 15, la liaison peut être opérationnelle sur des lignes CA ayant des tensions allant jusqu'à 400 kV CA.

Tableau 15 – Niveaux de bruit d'effet couronne types pour les lignes CA aériennes

Tension de ligne CA	Niveaux de bruit types de l'effet couronne à 4 kHz sur les lignes haute tension aériennes	
	Temps correct	Mauvais temps
jusqu'à 110 kV	–50 dBm	–30 dBm
150 kV	–45 dBm	–25 dBm
220 kV	–40 dBm	–20 dBm
300 kV	–35 dBm	–15 dBm
400 kV	–30 dBm	–10 dBm
800 kV	–20 dBm	0 dBm

Lorsque le service de téléprotection est transmis conjointement avec d'autres services, il est courant dans la pratique de considérer deux états de transmission différents possibles. L'un d'eux, généralement appelé conditions de repos, a lieu lorsque le signal de téléprotection est celui correspondant à l'état dans lequel rien d'anormal ne se produit dans la ligne protégée. Ce signal, appelé signal d'avertissement, est transmis par partage de la puissance de sortie totale avec les autres services. L'autre état possible se produit lorsque le signal de téléprotection transmis est celui correspondant à une transmission de commande qui est due à un défaut dans la ligne HT. Ce signal est parfois appelé signal d'ordre d'ouverture; il n'est émis que pendant une brève durée, habituellement de quelques centaines de ms. Bien entendu, dans ce cas, la transmission du signal de téléprotection a la priorité sur les autres services, et il est courant dans la pratique d'arrêter la transmission de tous les services, à l'exception du signal de téléprotection, de sorte que la puissance de sortie maximale puisse être assignée à la transmission de téléprotection afin de rendre maximal le rapport signal-bruit du côté réception et améliorer ainsi l'action de téléprotection.

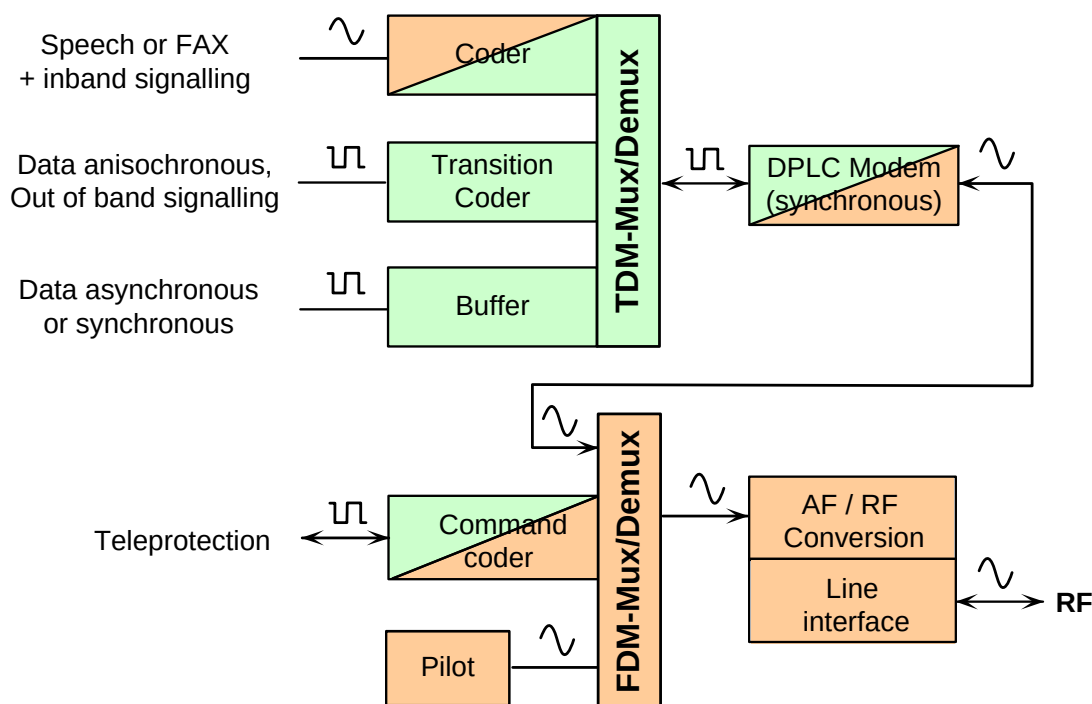
Dans ce cas, deux ensembles d'ajustements de niveau doivent être définis: l'un concerne les conditions de repos, l'autre les conditions de transmission d'ordre d'ouverture. Généralement, les réglages de niveau pour les deux cas sont fixés par le fabricant et indiqués dans la documentation.

6.3 Bilan de liaison DPLC

La base de la conception des systèmes DPLC est similaire à celle des systèmes APLC, la différence principale concernant les caractéristiques de la modulation numérique utilisée. Le schéma de blocs fonctionnels d'un système DPLC numérique est présenté sur la Figure 49. Les signaux des interfaces utilisateur sont convertis au format numérique, habituellement de manière conforme aux normes bien établies. Cela signifie que les connexions physiques et les débits binaires sont connus.

Si le système a plus d'une interface, on utilise un multiplexeur TDM pour combiner les trains binaires côté utilisateur en un train binaire agrégé unique qui contient également les informations nécessaires au fonctionnement interne de la liaison, telles que la synchronisation entre les deux extrémités de la liaison, ainsi que des informations utilisées pour la gestion. Dans le cas où un seul service doit être transmis, le multiplexage TDM n'est pas requis.

Des techniques additionnelles de codage peuvent être appliquées au train binaire agrégé afin de protéger le fonctionnement global contre le bruit. Le train binaire agrégé est converti en signal à bande limitée par le modem DPLC, habituellement au moyen de la modulation OFDM ou QAM. Ce signal est transposé à la fréquence souhaitée à l'intérieur de la bande CPL HF et transmis par l'intermédiaire de la ligne HT au moyen du même type de dispositifs de couplage que pour les terminaux analogiques classiques.



Légende

Anglais	Français
Speech or FAX + inband signalling	Parole ou FAX + signalisation intrabande
Data anisochronous, Out of band signalling	Données anisochrones, signalisation hors bande
Data asynchronous or synchronous	Données asynchrones ou synchrones
Coder	Codeur
Transition Coder	Codeur de transition
Buffer	Tampon
DPLC Modem (synchronous)	Modem DPLC (synchrone)
Teleprotection	Téléprotection
Command coder	Codeur de commande
Pilot	Pilote
AF / RF Conversion	Conversion AF / RF
Line interface	Interface de ligne
TDM-Mux/Demux	Mux/Demux MRT
FDM-Mux/Demux	Mux/Demux MRF

Figure 49 – Architecture des équipements DPLC

Comme indiqué sur la Figure 49, les signaux d'interface doivent être prétraités avant de pouvoir être insérés dans la trame TDM:

- Les signaux de données synchrones ou asynchrones doivent être mis en mémoire tampon.
- Transférer les transitions de données des signaux de données anisochrones avec une résolution temporelle suffisante nécessite de procéder à un suréchantillonnage, comme décrit par exemple dans la recommandation UIT-T R.111.

NOTE Cela produit plusieurs bits (habituellement de 5 à 10) de données synchrones pour chaque bit de données anisochrones.

- La parole est convertie sous forme numérique au moyen d'un codeur adapté. La norme UIT-T G.723.1 décrit un codeur que l'on peut utiliser.

Il apparaît clairement que le débit de données agrégé brut, c'est-à-dire le débit de données du train binaire agrégé comprenant un surdébit à faire transmettre par le modem DPLC, ne peut pas être inférieur à la somme des débits de données des services individuels après prétraitement. Le surdébit est dû à la configuration de trame TDM et est généralement documenté par le fabricant.

La méthode de contrôle AGC n'est pas normalisée, et chaque fabricant utilise sa propre méthode. Dans le cas où une téléprotection est nécessaire, le concept de téléprotection APLC est utilisé et il existe différentes méthodes de partage de la bande passante totale entre le signal contenant les informations numériques et les signaux de téléprotection.

Comme pour une liaison CPL analogique, il convient que la valeur de crête du signal combiné, c'est-à-dire: le signal modulé numérique plus le signal d'avertissement de téléprotection (le cas échéant), plus un signal pilote (dans le cas où l'AGC est effectué au moyen de ce signal pilote) corresponde à la valeur de crête de la PEP de sortie côté transmission HF. Il convient que le pourcentage de la valeur totale assignée à chaque service (données, téléprotection et pilote) corresponde à la bande passante utilisée pour chaque service et soit affecté par un facteur afin de modifier le rapport signal-bruit à l'entrée de l'extrémité réceptrice une fois que le niveau de bruit et l'atténuation sont pris en compte pour une puissance de sortie donnée.

Pour les liaisons DPLC, on doit prendre des précautions particulières parce que le PAR du signal de modem DPLC est très élevé, habituellement de 10 dB. En d'autres termes, la puissance moyenne de ce signal peut être relativement faible pour des valeurs courantes de la PEP. Il convient de noter que le SNR du signal de modem DPLC à l'extrémité réceptrice a une influence directe sur le taux d'erreurs sur les bits (TEB) des données récupérées à la sortie réceptrice lorsque des données sont transférées vers l'utilisateur (voir Article 7). Afin d'améliorer ce comportement, on peut utiliser des techniques telles qu'un codage additionnel.

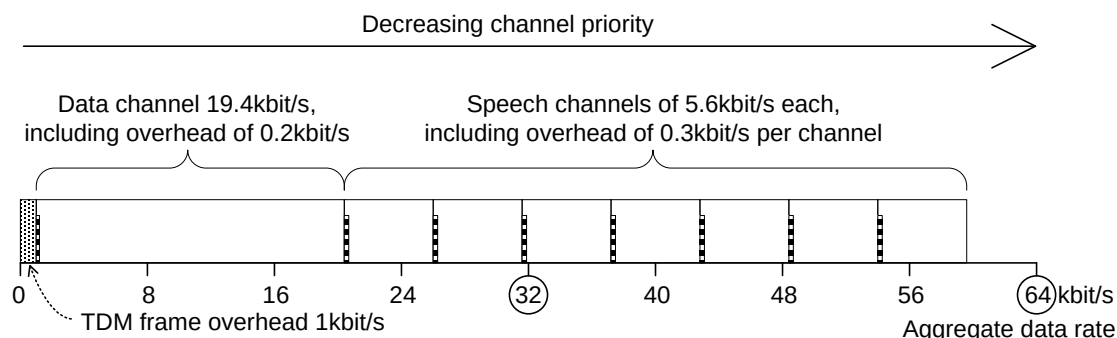
Un paramètre qui caractérise la modulation DPLC est le rendement numérique. Celui-ci s'obtient en divisant le débit de données du train binaire agrégé par la bande passante utilisée pour le signal DPLC. Plus cette valeur est élevée, meilleure est l'utilisation du spectre. Toutefois, des valeurs élevées de rendement spectral peuvent rendre la qualité de transmission très sensible au SNR, sauf si un codage additionnel est utilisé, qui pourrait lui-même introduire un retard additionnel (latence).

Pour la conception, un compromis entre vitesse numérique, bande passante nécessaire, latence et qualité en fonction du SNR doit être adopté suivant l'application à l'étude.

À titre d'exemple, supposons qu'un canal de données asynchrone de 19,2 kbit/s, plus un certain nombre N_{SP} de canaux vocaux, chacun étant codé dans un train binaire de 5,3 kbit/s, doivent être transmis. Le débit de données agrégé net résultant DR_N est égal à $(19,2 + 5,3 \cdot N_{SP})$ kbit/s. Avec un surdébit de 1 kbit/s pour la trame TDM, 0,2 kbit/s pour le canal anisochrone et 0,3 kbit/s pour chaque canal vocal, on obtient un débit de données agrégé brut DR_G de $(1 + 0,2 + 19,2 + ((0,3 + 5,3) \cdot N_{SP}))$ kbit/s = $(20,4 + 5,6 \cdot N_{SP})$ kbit/s. Si les canaux sont classés par ordre de priorité, le schéma représenté sur la Figure 50 peut être produit. Étant donné que le canal de données à 19,2 kbit/s a la plus haute priorité, il est nécessaire de disposer d'un système DPLC produisant un débit de données agrégé brut d'au moins 20,4 kbit/s. Si le système DPLC présente des débits de données de, par exemple, 32 kbit/s ou 64 kbit/s, 2 ou 7 canaux vocaux peuvent être transmis en plus du canal de données.

La plupart des fabricants proposent des systèmes DPLC avec plusieurs bandes passantes nominales, habituellement de 4, 8 et/ou 16 kHz. De plus, certains proposent plusieurs débits de données par bande passante. Dans ce cas, une fonctionnalité appelée "adaptation automatique du débit de données" peut également être disponible. Si cette fonctionnalité est

activée, le modem DPLC commute automatiquement entre les débits de données disponibles, ou une sélection de ceux-ci, suivant le niveau de bruit existant.



Légende

Anglais	Français
Decreasing channel priority	Priorité de canal décroissant
Data channel 19.4kbit/s, including overhead of 0.2kbit/s	Canal de données 19,4 kbit/s comprenant un surdébit de 0,2 kbit/s
Speech channels of 5.6kbit/s each, including overhead of 0.3kbit/s per channel	Canaux vocaux de 5,6 kbit/s chacun, comprenant un surdébit de 0,3 kbit/s par canal
TDM frame overhead 1kbit/s	Surdébit de trame TDM 1 kbit/s
Aggregate data rate	Débit de données agrégé

Figure 50 – Exemple de configuration de canal DPLC

Pour décider de la bande passante DPLC requise, il convient de consulter la courbe de rendement. Le Tableau 16 présente des solutions possibles basées sur la courbe de rendement représentée sur la Figure 51.

Tableau 16 – Solutions possibles pour l'exemple de la Figure 50

Débit de données agrégé kbit/s	Bande passante kHz	SNR [dB]
64	16	22
32	16	14
64	8	40
32	8	22
32	4	40

Le niveau de bruit de ligne maximal admissible dans 4 kHz peut être évalué en moyen de la formule

$$N_{in4kHz} = S_{RxExtrLigne} - SNR_{DPLC} - 10 \times \log\left(\frac{B_{DPLC}}{4kHz}\right), \quad (17)$$

où

$S_{RxExtrLigne}$ = Puissance efficace du signal DPLC à l'extrémité réceptrice de la ligne HT

SNR_{DPLC} = SNR requis à l'intérieur de la bande DPLC, en dB,

B_{DPLC} = Bande passante DPLC en kHz.

La valeur de $S_{RxExtrLigne}$ s'obtient à partir de la formule

$$S_{RxExtrLigne} = PEP_{RF} + 20 \times \log(m_{DPLC}) - PAR_{DPLC} - Att_{Ligne} - Att_{CplTx}, \quad (18)$$

où

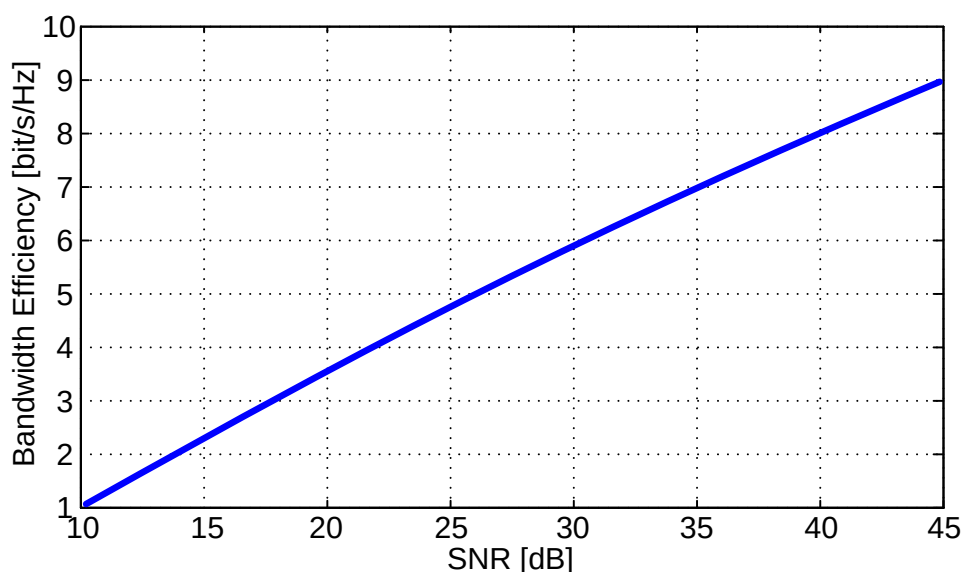
PEP_{RF} = Puissance d'enveloppe de crête de la sortie émettrice, en dBm,

m_{DPLC} = Facteur de modulation du signal DPLC, qui prend en compte les éventuels signaux pilote et d'avertissement de téléprotection à transmettre également,

PAR_{DPLC} = Rapport valeur de crête sur valeur moyenne du signal DPLC, en dB,

Att_{Ligne} = Atténuation de ligne, en dB,

Att_{CplTx} = Pertes de couplage du côté émetteur de la ligne



Légende

Anglais	Français
Bandwidth efficiency [bit/s/Hz]	Rendement de bande passante [bit/s/Hz]

Figure 51 – Rendement de bande passante DPLC type pour un TEB de 10^{-6}

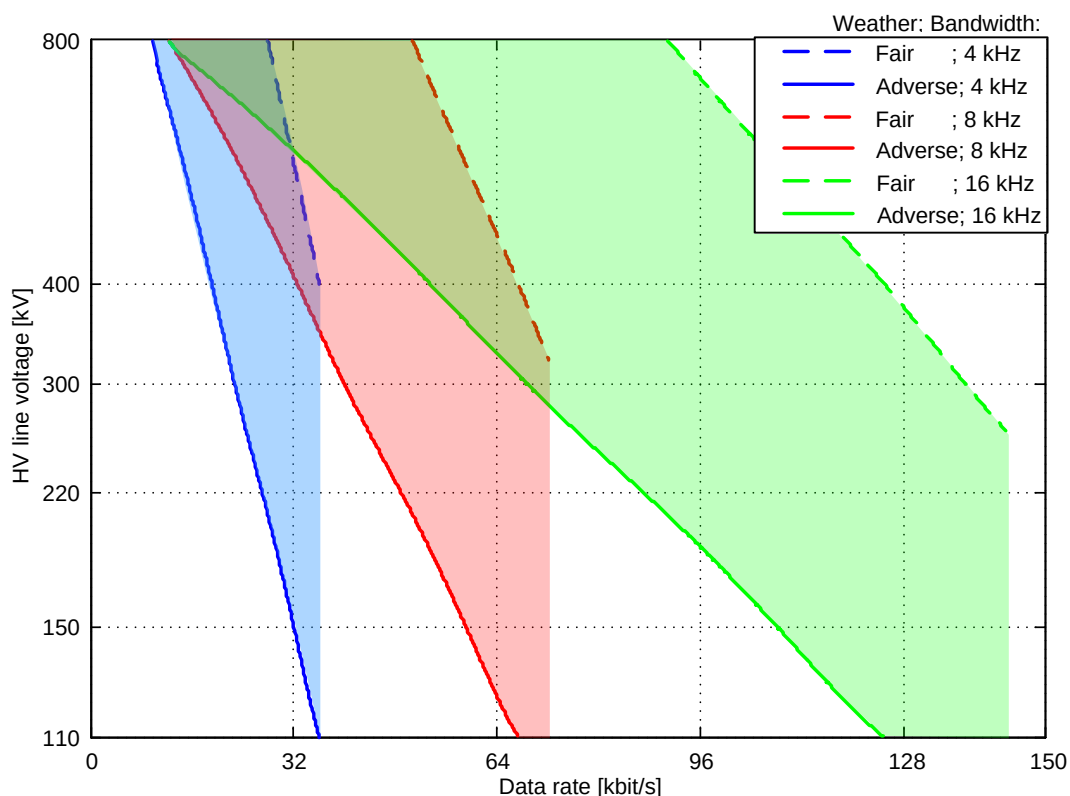
Les équations (17) et (18), conjointement à la courbe de rendement de la Figure 51 et aux niveaux types de bruit d'effet couronne pour lignes aériennes HT indiqués dans le Tableau 15, relie le débit de données DPLC à la tension de la ligne HT adaptée pour mettre en œuvre la liaison DPLC. La relation est représentée graphiquement sur la Figure 52 pour $S_{RxLineEnd} = 15$ dBm et pour les bandes passantes de 4 kHz, 8 kHz et 16 kHz.

Les observations suivantes peuvent être tirées de la Figure 52:

- Pour une bande passante de 4 kHz, le débit de données est limité à environ 32 kbit/s. Dans des conditions météorologiques favorables, le fonctionnement à 32 kbit/s est possible sur des lignes HT allant jusqu'à 400 kV, mais dans des conditions météorologiques défavorables, seules les lignes HT avec des tensions de 150 kV ou moins peuvent être utilisées.
- Avec une bande passante de 8 kHz, un débit de données de 64 kbit/s est possible pour les lignes HT jusqu'à 400 kV dans des conditions météorologiques favorables. Cependant, le débit de données doit être réduit à 32 kbit/s dans des conditions météorologiques

défavorables, ce qui requiert un système DPLC prenant en charge l'adaptation automatique du débit de données.

- S'il n'y a pas d'adaptation automatique du débit de données et que la liaison doit fonctionner dans une bande passante de 8 kHz sur une ligne de 400 kV dans des conditions météorologiques défavorables, on doit choisir un débit de données de 32 kbit/s ou moins.
- L'augmentation de la bande passante à 16 kHz ne permet pas systématiquement d'atteindre un débit de données de 64 kbit/s sur des lignes de 400 kV dans des conditions météorologiques défavorables. On peut effectuer un calcul ou une mesure de bruit de ligne pour clarifier la situation.



Légende

Anglais	Français
Weather, bandwidth	Météo, bande passante
Fair	Favorable
Adverse	Défavorable
HV line voltage [kV]	Tension de ligne HT [kV]
Data rate [kbit/s]	Débit de données [kbit/s]

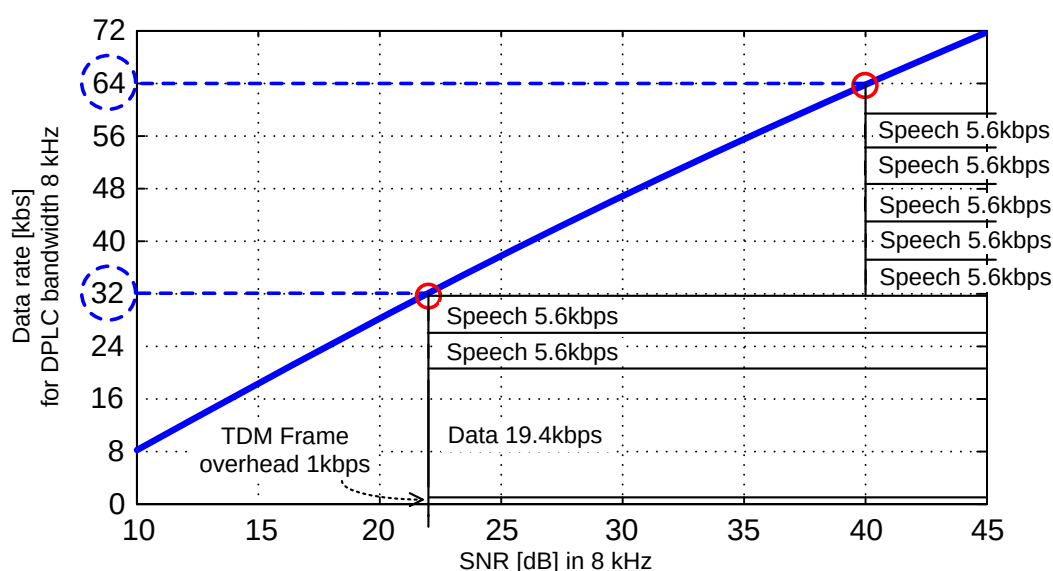
Figure 52 – Gammes de tension des lignes HT

Une possibilité pour l'adaptation automatique du débit de données consiste à activer/désactiver des services individuels. Ceci est illustré sur la Figure 53 pour l'exemple de la Figure 50: dans des conditions météorologiques défavorables à un SNR compris entre 22 et 40 dB, le canal de données et deux canaux vocaux peuvent être transmis, tandis que dans des conditions météorologiques favorables à un SNR de 40 dB ou plus, la liaison peut transmettre le canal de données plus 7 canaux vocaux.

Une autre possibilité pour l'adaptation automatique du débit de données consiste à faire varier le débit de données des services individuels. Cependant, cela n'est possible que si les terminaux de données connectés aux interfaces affectées prennent en charge ces variations.

À noter que les niveaux de bruit d'effet couronne des lignes aériennes HT décrits dans le Tableau 15 sont des valeurs types. Les niveaux de bruit réels dépendent de différents facteurs tels que la fréquence porteuse, la qualité de surface des conducteurs et les caractéristiques géométriques de la ligne (par exemple le diamètre des conducteurs, la distance entre les conducteurs, etc.). Les calculs de bruit de ligne basés sur les caractéristiques géométriques de la ligne aérienne fournies par certains fabricants contribuent à améliorer la qualité de conception.

Le bruit d'effet couronne n'apparaît pas sur les liaisons mises en œuvre sur des câbles HT. Cependant, pour les liaisons établies sur un circuit constitué d'une série de sections de câbles et de lignes aériennes, le bruit d'effet couronne doit être pris en compte pour la conception du CPL.



Légende

Anglais	Français
Data rate [kbs]	Débit de données [kbs]
for DPLC bandwidth 8 kHz	pour la bande passante DPLC 8 kHz
Speech 5.6kbps	Parole 5,6 kbps
TDM Frame overhead 1kbps	Surdébit de trame TDM 1 kbps
Data 19.4kbps	Données 19,4 kbps
SNR [dB] in 8 kHz	SNR [dB] dans 8 kHz

Figure 53 – Exemple pour un système DPLC avec adaptation automatique du débit de données

6.4 Plan de fréquences

6.4.1 Généralités

Il convient que les terminaux CPL analogiques et CPL numériques soient compatibles, s'ils doivent être utilisés simultanément sur la même ligne HT, et qu'ils comportent des dispositifs

de couplage et de blocage communs. Cela signifie qu'il convient que les connexions HF des deux types de terminaux présentent les mêmes caractéristiques techniques, quel que soit le type d'informations transmises. La principale différence entre les deux types de terminaux est la bande passante utilisée, à cause de la quantité différente d'informations transmises suivant le type de terminal.

Nous considérons deux aspects, d'une part la planification de fréquence pour toutes les liaisons CPL transmettant sur la même ligne HT entre deux sous-stations partageant les mêmes dispositifs de couplage, d'autre part le plan de fréquences pour le système global.

Une règle commune à respecter est qu'il convient que la bande passante de fréquences utilisée pour chaque liaison CPL individuelle soit conforme à la plage de fréquences normalisée, c'est-à-dire qu'il convient que la bande passante totale soit un multiple entier de la tranche de fréquence élémentaire ($n \times 4$ kHz) et qu'il convient que la fréquence des extrémités de bande soit un multiple de 4 kHz. Des considérations particulières existant dans certains pays peuvent modifier cette règle.

6.4.2 Liaisons sur la même ligne HT entre deux sous-stations

La première étape consiste à décider du type de couplage à utiliser, phase-terre ou phase-phase. Un couplage inter-circuit est également possible si la ligne HT a deux circuits dans les mêmes pôles. Il est également possible, bien que cela soit rarement utilisé, de définir un schéma de couplage triphasé. Les détails des types de couplage sont présentés à l'Article 5. La différence essentielle entre eux est l'atténuation et la capacité de survie en cas de couplage inter-circuit. La longueur de la ligne et la disponibilité souhaitée de la liaison sont donc les conditions à utiliser au départ pour simuler le type de couplage à utiliser.

Il convient que le nombre de circuits-bouchons soit conforme au type de couplage et à la bande de blocage qu'ils présentent sur la bande totale utilisée par toutes les liaisons CPL de la ligne HT à l'étude. La bande de blocage et le rendement produits par les circuits-bouchons sont étroitement liés à l'inductance de la bobine de piège de ligne.

Il convient que les unités d'adaptation de ligne soient également adaptées pour le type de couplage et il convient également que le passe-bande constitué par l'ensemble de couplage complet (unités d'adaptation de ligne, condensateurs de couplage, impédance caractéristique de transmission de ligne HT) couvre la bande totale utilisée par les terminaux CPL fonctionnant sur la même ligne HT. Il doit être souligné que la valeur du condensateur de couplage et l'impédance caractéristique de la ligne HT imposent certaines restrictions sur la bande passante et les fréquences d'extrémité de la bande de couplage. Pour cette raison, il est recommandé d'effectuer une analyse commune de la bande de couplage possible, pour un affaiblissement de réflexion donné, et du nombre de terminaux CPL fonctionnant dans la même ligne HT.

Compte tenu de l'alinéa précédent, il est important de concevoir une planification de fréquence et un câblage appropriés pour les terminaux CPL installés dans la même sous-station et fonctionnant sur un dispositif de couplage commun.

Ces terminaux CPL doivent être connectés en parallèle à leur connexion HF au moyen d'un câble de longueur courte (par rapport à la longueur d'onde des signaux), et un seul câble doit être utilisé comme connexion depuis l'ensemble total de terminaux CPL et le réseau de couplage. Cet agencement permet d'éviter les défauts d'adaptation et les réflexions de signal qui pourraient se produire si la connexion parallèle était réalisée à proximité des unités d'adaptation au moyen de câbles individuels pour chacun des terminaux CPL, en raison de la grande distance possible entre les terminaux et les unités de couplage, qui modifie l'impédance de chaque câble au point de connexion.

Les fréquences de fonctionnement de chaque liaison doivent être choisies afin de satisfaire aux exigences concernant l'affaiblissement dû aux dérivations. Cela signifie que la distance minimale en fréquence entre les extrémités de bande de deux paires quelconques de

terminaux CPL doit être connue. La différence de bande passante des terminaux CPL, suivant le nombre de canaux et la vitesse de transmission numérique, rend ce point particulièrement complexe. L'impédance hors bande des filtres d'émission et réception HF est le principal facteur affectant le plan de fréquences de tous les terminaux CPL fonctionnant sur la même ligne.

6.4.3 Planification globale de fréquences

La planification de fréquences de l'ensemble des liaisons CPL dans un réseau doit satisfaire aux exigences nécessaires pour éviter toute interférence entre des liaisons fonctionnant sur le même réseau et également entre des liaisons fonctionnant sur des réseaux qui appartiennent à différents distributeurs.

De plus, des exigences additionnelles permettant d'éviter toute interférence possible avec d'autres services, tels que des balises, doivent être satisfaites. Cette dernière exigence conduit à une situation dans laquelle certaines bandes sont interdites pour l'application CPL. Par conséquent, les réglementations propres à chaque pays doivent être prises en compte. Pour la même raison, il peut exister des restrictions sur la puissance de sortie en termes de valeur ou de durée de transmission du signal pour des applications spécifiques telles que la téléprotection.

Les interférences entre des liaisons utilisant les mêmes bandes ou des bandes présentant un certain degré de chevauchement peuvent avoir différentes causes.

Dans le cas de liaisons CPL utilisant une même ligne HT mais fonctionnant dans différentes sections, le faible rendement des dispositifs de blocage et le couplage de signal par l'intermédiaire des conducteurs sans circuits-bouchons sont responsables de ces interférences.

Dans ce cas, à moins de pouvoir améliorer le rendement du blocage, la seule possibilité est d'éviter l'utilisation de la même fréquence dans des sections contiguës de ligne HT. Il est recommandé d'utiliser deux ou trois sauts de zone de ligne HT sans répéter la même fréquence.

Une autre cause possible d'interférences est le couplage entre des lignes HT qui sont proches ou sont déployées sur une topologie parallèle, même s'il n'y a pas de connexion électrique entre elles.

6.4.4 Autres considérations

En général, on doit faire la différence entre interférences intelligibles et interférences non intelligibles. Ce concept est particulièrement important depuis l'apparition des systèmes numériques.

Aujourd'hui, des systèmes CPL analogiques et numériques coexistent sur le même réseau. Il est nécessaire d'effectuer davantage de recherches pour déterminer l'effet des interférences entre ces deux types de systèmes.

Les systèmes analogiques transmettent les informations telles quelles, dans l'état de bande de base, avec pour seul traitement la modulation de SSB, qui est une simple translation de fréquence, et la bande transmise peut être en position érigée ou inversée, de sorte que des interférences causées par un autre système analogique peuvent affecter directement les services du système subissant les interférences.

Les systèmes numériques transmettent des informations, initialement au format numérique, après une modulation numérique. Par conséquent, le signal analogique transmis, qui est le résultat de la modulation numérique, contient les informations de l'utilisateur, mais celles-ci sont totalement brouillées dans le signal total et non dans des bandes séparées, comme c'est le cas pour les systèmes analogiques.

Ce dernier point conduit à la nécessité de réviser le concept d'interférence entre des systèmes numériques et entre des systèmes numériques et analogiques.

6.5 Conception du réseau

6.5.1 Généralités

Les systèmes CPL sont inclus dans le réseau de télécommunications en même temps que d'autres types de systèmes. Par conséquent, les caractéristiques particulières de ces systèmes doivent être prises en compte lors de la conception du réseau de communication.

Bien entendu, la principale caractéristique des systèmes CPL est qu'ils utilisent la ligne d'énergie comme support physique pour la transmission. Cela donne une fiabilité élevée aux systèmes CPL, mais parallèlement les caractéristiques de bruit sont généralement pires que dans d'autres systèmes. De plus, en raison des caractéristiques de bande passante, la capacité à transmettre des informations est plus réduite.

6.5.2 Redondance

Il a été montré que les systèmes CPL constituent une bonne option comme systèmes de secours, principalement pour les applications de téléprotection. Certains systèmes CPL de téléprotection sont spécialement conçus pour des applications de téléprotection HF directe. Ces systèmes utilisent parfois une bande plus étroite que ceux d'usage général.

6.5.3 Intégration avec d'autres technologies de transmission

Comme indiqué précédemment, une des principales applications des systèmes CPL est la transmission de téléprotection, qui est généralement une communication point à point transmise sous forme de signal analogique sur la liaison CPL, quel que soit le type d'équipement CPL. Une autre application que l'on utilise aujourd'hui est l'établissement de liaisons numériques pour application de téléconduite, qui peut avoir différentes topologies suivant la politique du distributeur d'électricité. Il est courant de trouver des topologies en anneau ainsi que des topologies en maille dans lesquelles les liaisons CPL sont utilisées, ainsi que d'autres types de liaisons, en tant que liaisons d'accès ou de jonction entre nœuds tels que commutateurs et routeurs.

En général, les liaisons CPL ne fonctionnent pas comme un système séparé, mais sont intégrées dans un réseau plus étendu. Pour cette raison, le type des interfaces, principalement pour les applications CPL numériques, doit être compatible avec les interfaces utilisées dans d'autres types de systèmes.

Les installations de réseau actuelles, telles que la fonction de mise en parallèle, font parfois partie intégrante du terminal, ce qui permet l'utilisation de liaisons CPL pour l'interconnexion de LAN.

Lorsque la transmission vocale est utilisée, il est possible d'utiliser des terminaux CPL analogiques dans la configuration conventionnelle, les terminaux numériques étant en outre préparés avec des interfaces permettant la connexion vocale. Dans ce cas, la parole est échantillonnée, numérisée et codée. Différents types de codage sont disponibles, permettant d'équilibrer la qualité, la vitesse numérique utilisée et la latence.

6.6 Présentation de la numérotation Internet

6.6.1 Numérotation IP (Internet Protocol)

L'adresse IP est attribuée à la gamme des dispositifs utilisés dans l'infrastructure du réseau de communication. Elle a principalement deux fonctions: l'identification des interfaces d'hôte ou de réseau et l'adressage de localisation. Le premier adressage IP utilisait un nombre de 32 bits appelé Internet Protocol version 4 (IPv4). Cependant, en raison de l'utilisation de ces adresses, il existe désormais la version IPv6, qui comporte une notation de numérotation

similaire. L'adoption d'une version IP particulière est déterminée par l'entreprise et le réseau de communication qu'elle utilise.

Par exemple, un hôte connecté à un réseau Ethernet LAN/IP, par exemple un terminal CPL connecté au réseau de gestion, a deux adresses:

- Une adresse MAC, utilisée dans l'environnement LAN. Il s'agit d'une adresse globalement unique qui est écrite en dur dans le matériel et qui ne peut donc pas être modifiée. Cette adresse est essentielle pour permettre à la technologie LAN d'émettre et de recevoir des données indépendamment des protocoles des couches supérieures. Ethernet, par exemple, utilise des adresses 48 bits. Chaque trame Ethernet incorpore à la fois l'adresse Ethernet source et l'adresse Ethernet destination.
- Une adresse IP. IP est un protocole réseau dont la fonction est d'identifier la topologie du réseau (prise en charge par d'autres protocoles spécifiques tels que RIP et OSPF) et d'amener des paquets à circuler sur les différentes liaisons et atteindre leur destination finale en choisissant le meilleur trajet, indépendamment de la technologie de réseau physique utilisée dans chaque saut. Chaque hôte d'un réseau doit avoir une adresse IP, qui attribuée par logiciel et est généralement assignée lors de la mise en service.

IP et Ethernet fonctionnent généralement de concert. IP construit des paquets, qui sont distribués par la couche liaison. Lorsque cette technologie est Ethernet, une trame Ethernet est construite par ajout d'un en-tête Ethernet et d'une queue Ethernet au paquet IP. Lorsque la trame arrive à un commutateur intermédiaire, le commutateur détermine le port de sortie en recherchant l'adresse Ethernet de destination dans une table de consultation interne qui met en correspondance toutes les adresses de destination possibles avec des ports de sortie.

Actuellement, deux versions différentes de IP coexistent: IPv4 (la plus utilisée) et IPv6.

6.6.2 Adresses IP

Les adresses IPv4 ont la structure suivante:

- 32 bits, habituellement répartis sur 4 octets. Par souci de clarté, chacun de ces octets est généralement traduit en décimal, ce qui donne la structure suivante:

{0...255}.{0...255}.{0...255}.{0...255}

- Une partie de l'adresse est un identifiant de réseau
- Une partie de l'adresse est un identifiant d'un hôte dans un réseau donné.

Il existe cinq types d'adresses IPv4:

Classe A:

0	netid(7)	hostid(24)
---	----------	------------

Classe B:

1	0	netid(14)	hostid(16)
---	---	-----------	------------

Classe C:

1	1	0	netid(21)	hostid(8)
---	---	---	-----------	-----------

Classe D:

1	1	1	0	multicast group id
---	---	---	---	--------------------

Classe E:

1	1	1	1	0	réservé
---	---	---	---	---	---------

Le Tableau 17 donne la définition de chaque adresse IP.

Tableau 17 – Définitions des adresses IP

Classe d'adresse	Premiers bits	Identifiant réseau	Identifiant d'hôte	Gamme	Application
A	0	7 bits	24 bits	0.0.0.0 ... 127.255.255.255	Quelques réseaux (128 au maximum) avec un grand nombre d'hôtes (jusqu'à 16 777 216 hôtes par réseau)
B	10	14 bits	16 bits	128.0.0.0 ... 191.255.255.255	Jusqu'à 16 384 réseaux avec jusqu'à 1 048 576 hôtes par réseau
C	110	21 bits	8 bits	192.0.0.0 ... 223.255.255.255	Un grand nombre de réseaux (jusqu'à 2 097 152) avec quelques hôtes par réseau (256 maximum)
D	1110			224.0.0.0 ... 239.255.255.255	Adressage multidiffusion
E	11110			240.0.0.0 ... 247.255.255.255	Réservé pour une utilisation future

Des exemples d'adresses IP sont décrits ci-dessous.

Classe A:	26.104.0.19 →	26 = 00011010 (0 + réseau sur 7 bits, hôte sur 24 bits)	Hôte numéro 104.0.19 dans le LAN numéro 26
Classe B:	128.66.12.1 →	128 = 10000000 66 = 0100010 (10 + réseau sur 14 bits, hôte sur 16 bits)	Hôte numéro 12.1 dans le LAN numéro 128.66
Classe C:	192.178.16.1 →	192 = 11000000 178 = 10110010 16 = 00010000 (110 + réseau sur 21 bits, hôte sur 8 bits)	Hôte numéro 1 dans le LAN numéro 192.178.16.0

Prière de noter que certaines combinaisons ont des significations spéciales, indépendamment de la classe d'adresse IP:

- ID de réseau défini uniquement avec des 0: cela signifie "ce LAN", sans référence particulière à un hôte spécifique quelconque;
- ID d'hôte défini uniquement avec des 0: cela signifie "cet hôte";
- ID d'hôte défini uniquement avec des 1: cela signifie "diffusion à tous les hôtes de ce LAN";
- adresse IP 127.0.0.1: cela signifie "retour en boucle vers le même hôte". Elle est utilisée pour soumettre à essai des applications TCP/IP, sans envoi d'informations au LAN.

Les adresses IP sont gérées par le Network Information Centre (NIC) afin d'assurer que toutes les adresses soient globalement uniques.

6.6.3 Adresses IP privées

Dans chaque classe d'adresse IP, il existe certaines adresses qui ne sont pas assignées. Ces adresses sont appelées adresses privées. Les adresses privées peuvent être utilisées par des hôtes qui utilisent la traduction d'adresse réseau (NAT), ou un serveur proxy, pour se connecter à un réseau public; ou par des hôtes qui ne sont pas connectés à l'Internet public.

De nombreuses applications requièrent une connectivité dans un seul réseau et ne requièrent pas de connectivité externe. Dans les grands réseaux, on utilise souvent TCP/IP, même lorsque la connectivité de couche de réseau avec l'extérieur du réseau n'est pas nécessaire. Un bon exemple est le réseau de gestion d'un distributeur d'électricité, qui peut utiliser TCP/IP et SNMP sans qu'il n'y ait de connexion avec l'Internet public, de sorte que les adresses privées sont le choix naturel. On peut également utiliser des adresses privées sur un réseau dans lequel le nombre d'adresses publiques disponibles est insuffisant.

Les adresses privées peuvent être utilisées en même temps qu'un serveur de traduction d'adresse réseau (NAT) ou un serveur proxy pour apporter la connectivité à tous les hôtes d'un réseau qui ne dispose que d'un nombre relativement limité d'adresses publiques. Les paquets ayant une adresse de destination située dans une des plages d'adresses privées ne sont pas acheminés sur l'Internet.

Les plages suivantes sont disponibles pour l'adressage public:

Classe A	10.0.0.0	10.255.255.255
Classe B	172.16.0.0	172.31.255.255
Classe C	192.168.0.0	192.168.255.255

6.6.4 Utilisation des sous-réseaux

La structure attribuée aux adresses IP simplifie grandement la charge de calcul dans les routeurs. Au lieu de stocker une entrée par hôte de destination, on stocke une entrée seulement par LAN de destination. Le processus de routage utilise uniquement l'ID de réseau, ce qui réduit la taille des tables de consultation et la charge de calcul.

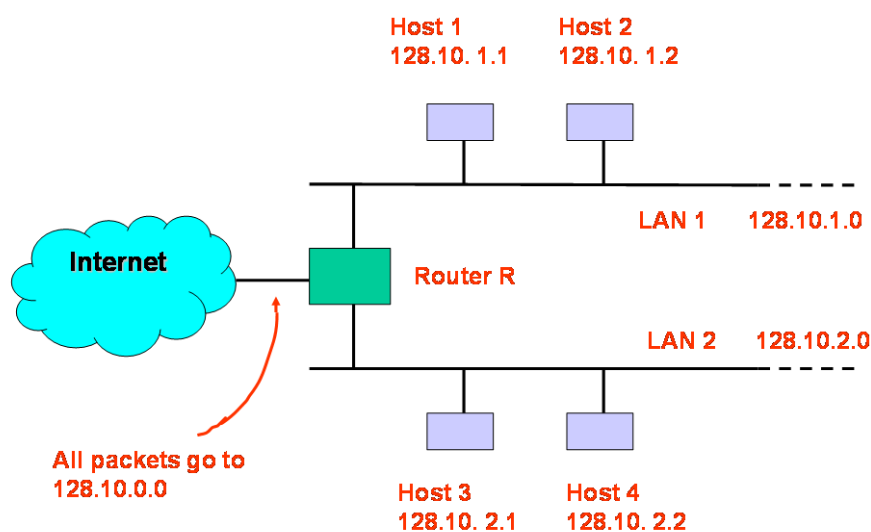
Cependant, cette structure peut conduire à certaines lourdeurs. Prenons l'exemple d'un distributeur d'électricité qui a 257 hôtes à connecter à un LAN. Ce LAN ne peut pas être associé à une adresse de classe C, car 257 est supérieur au nombre maximal d'hôtes dans un réseau de classe C (256). En principe, il convient que ce LAN soit associé à une adresse de classe B, qui peut avoir jusqu'à 65536 hôtes. Et partant de la définition d'une adresse IP, nous concluons qu'aucun autre LAN ne peut utiliser cet identifiant de réseau, de sorte que 65536 adresses sont réservées pour l'utilisation exclusive de 257 hôtes. Cette lourdeur est l'un des inconvénients majeurs du système d'adressage IP. En fait, le NIC est à court d'adresses de classe B.

Deux solutions ont été proposées pour ce problème. L'une d'elles est d'étendre la plage d'adresses, et en fait IPv6 utilise des adresses de 128 bits. Le problème avec l'introduction de IPv6 est la compatibilité avec les logiciels déjà installés dans la plupart des hôtes dans le monde entier.

Une autre possibilité, plus flexible à court terme, est l'utilisation des sous-réseaux. Le concept est très simple: les identifiants de réseau sont partagés entre plusieurs réseaux. Par exemple, pour deux LAN comportant chacun 257 hôtes, au lieu de gaspiller deux adresses de classe B, nous pouvons concevoir un nouveau système d'adressage dans lequel les deux LAN peuvent partager le même identifiant de réseau.

Pour bien comprendre le principe des sous-réseaux, imaginons qu'un réseau donné ait une adresse IP unique (de classe B, par exemple), mais deux réseaux physiques ou plus. Le reste

de l'Internet estime qu'il y a un seul réseau, et seuls les routeurs locaux savent qu'il existe en réalité plus d'un réseau physique. Par exemple:



Légende

Anglais	Français
Host	Hôte
Internet	Internet
All packets go to	Tous les paquets vont à l'adresse
Router R	Routeur R

Figure 54 – Exemple d'utilisation de sous-réseaux

Dans l'exemple de la Figure 54, une adresse de classe B est utilisée pour les deux réseaux (128.10.0.0). Les routeurs de l'Internet extérieur (sauf R) acheminent tous les paquets à l'adresse 128.10.0.0, comme s'il n'existait qu'un seul réseau physique.

Le routeur R transfère les paquets IP au réseau physique correspondant. C'est le troisième octet de l'adresse IP qui est utilisé pour accomplir cette tâche: les hôtes du LAN 1 sont identifiés sous la forme 128.10.1.x, les hôtes du LAN 2 sont identifiés sous la forme 128.10.2.x, x étant le nombre d'hôtes d'un LAN donné. Les paquets dont le troisième octet est à 1 dans l'adresse IP de destination sont transférés vers le LAN 1, et ceux dont le troisième octet est à 2 sont transférés vers le LAN 2. Même si nous avons deux LAN physiques avec 257 hôtes chacun, une seule adresse de classe B est utilisée, ce qui permet d'économiser une adresse de classe B.

Lorsque l'on utilise les sous-réseaux, il est utile de procéder à une nouvelle interprétation des adresses IP; la terminologie "ID réseau-ID hôte" est remplacée par la nouvelle terminologie "partie Internet-partie locale", la partie locale étant divisée en "partie physique-hôte":

IP address with subnetting		
Internet part	Local part	
Internet part	Physical part	Host

Légende

Anglais	Français
IP address with subnetting	Adresse IP avec utilisation des sous-réseaux
Internet part	Partie Internet
Local part	Partie locale
Physical part	Partie physique
Host	Hôte

La question est maintenant de savoir comment diviser la partie locale en "partie physique" et en "hôte". La norme TCP/IP pour l'utilisation des sous-réseaux offre une certaine flexibilité; il incombe au gestionnaire de réseau de décider du nombre de bits à assigner à la partie physique et à la partie hôte. Selon notre exemple, les 16 bits de l'adresse de classe B qui étaient initialement prévus pour l'ID d'hôte peuvent être divisés en plusieurs configurations différentes. Par exemple:

- 8 bits pour la partie physique et 8 bits pour l'hôte (256 réseaux avec jusqu'à 256 hôtes par réseau)
- 3 bits pour la partie physique et 13 bits pour l'hôte (jusqu'à 8 réseaux avec jusqu'à 8192 hôtes par réseau)
- Toute autre possibilité.

La caractéristique avantageuse des sous-réseaux est que, du point de vue de l'Internet, une adresse de classe B seulement est utilisée (dans tous les cas!).

Le sous-réseau est généralement mis en œuvre avec l'utilisation de masques de sous-réseau. Un masque de sous-réseau est un nombre binaire de 32 bits dans lequel un bit défini à 1 signifie que le bit correspondant de l'adresse IP appartient à la partie Internet ou à la partie physique, un bit à 0 signifiant que le bit correspondant de l'adresse IP correspond à l'hôte. Par exemple:

11111111 11111111 11111111 00000000

signifie que les trois premiers octets de l'adresse IP correspondent à la partie Internet et à la partie physique, et que le quatrième octet correspond à l'hôte. Voici un autre exemple:

adresse IP:

10000000.00000011.01001000.00110110 (peut être représenté par 128.3.72.54)

Masque de sous-réseau:

11111111.11111111.11100000.00000000 (exprimé sous la forme /19, 19 bits définis à 1)

L'interprétation de cette adresse IP est la suivante:

- Le premier octet de l'adresse IP est 128. Il s'agit par conséquent d'une adresse de classe B, avec l'ID réseau = 128.3. Cette adresse de classe B est réservée à notre utilisation et est globalement unique. Par ailleurs, cela force les 16 premiers bits du masque de sous-réseau à être "tous à 1".
- Le troisième octet du masque de sous-réseau est 11100000. Cela signifie que les trois premiers bits de l'adresse IP correspondent à la partie physique de notre réseau, et les 13 autres bits à l'hôte. Notre réseau a jusqu'à 8 sous-réseaux, avec jusqu'à 8196 hôtes chacun.

- L'hôte de destination est situé dans le sous-réseau 010 et a le numéro d'hôte 01000.00110110.

6.7 Sécurité

La sécurité développée pour le système à courant porteur dépend de plusieurs points clés. Ceux-ci comprennent les fonctions exécutées par le système, le débit de données du système, conjointement avec la complexité du système de communication sur lignes d'énergie, qui peut varier d'un système élémentaire chargé de l'émission et de la réception de signaux en bande vocale à un système plus complexe qui permet des communications vocales, à un système de transmission de données avec des communications de transfert de données plus complexes au sein d'un système de communication sur réseau longue distance (WAN). Par conséquent, la sécurité peut aller du transfert de données local à des alarmes servant à établir des fonctions spécifiques. De plus, le système s'intègre à des parties du réseau de communication du système de transmission et de distribution. Dans ce cas, si l'intégration est complète dans le réseau d'énergie, il est vivement recommandé de consulter la CEI 62351, qui concerne spécifiquement ces problèmes.

Lors de la conception d'une liaison CPL, la sécurité peut être considérée de différents points de vue;

- Du point de vue du réseau, le fait que les informations à transmettre utilisent la cryptographie est transparent pour la liaison CPL sauf pour les données supplémentaires, ce qui signifie un retard additionnel ou la nécessité de disposer d'une capacité de transmission supplémentaire.
- Du point de vue de la gestion, de nombreux systèmes utilisent aujourd'hui le protocole de gestion SNMP. Si des réseaux publics sont utilisés pour accéder au port de gestion de la liaison CPL, il est recommandé d'utiliser SNMP v3, étant donné qu'il incorpore l'authentification, la confidentialité et le contrôle d'accès. Si seuls des réseaux privés sont utilisés pour accéder au port de gestion de la liaison CPL, SNMP v2c peut suffire.
- L'application de gestion locale peut être protégée par mot de passe pour prévenir tout accès non autorisé. Il existe généralement différents niveaux de mot de passe avec différents droits d'accès, tels qu'utilisateur (lecture de configuration uniquement), administrateur (lecture et écriture de configurations) ou usine (lecture, écriture et téléchargement de micrologiciel).

6.8 Système de gestion

Les systèmes modernes sont généralement conçus de manière à permettre la définition et la surveillance de tous les paramètres au moyen d'un ordinateur de type courant ou d'un terminal de données spécialisé. L'ordinateur ou le terminal de données est connecté au terminal directement ou au moyen d'un réseau IP. Pour ce dernier cas, les équipements terminaux CPL sont pourvus d'une adresse IP. Les paramètres types à programmer sont les niveaux de signal, les pourcentages de modulation, l'allocation des fréquences et la bande passante utilisée, principalement dans des terminaux numériques dans lesquels la vitesse binaire est également programmable. Le terminal, ou même le réseau entier, peut être géré par le même système.

C'est pour cette raison que des fonctionnalités de gestion telles que SNMP sont déjà incluses dans la configuration de base des terminaux présents.

7 Performances des systèmes CPL

7.1 Performances du système

Il convient que les performances du système de télécommunication soient évaluées en fonction de certains paramètres clés correctement identifiés pour chaque couche de la pile ISO-OSI.

Le modèle de référence à sept couches ISO-OSI illustré sur la Figure 55 constitue un moyen de décrire les fonctions des différentes sections, ou couches, d'un système de communication de données.

Couches 1 à 3: Couches de support ou de communication

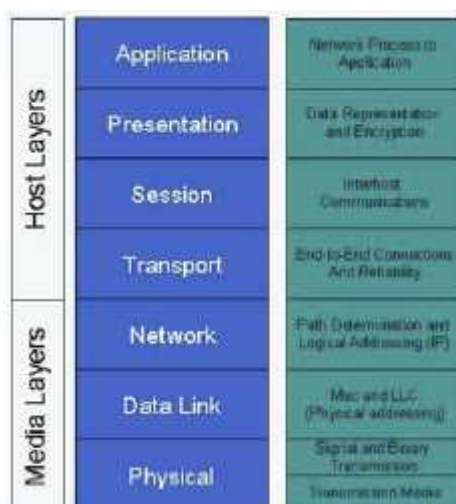
Couche 1: Physique

Couche 2: Liaison

Couche 3: Réseau

Couches 4 à 7: Couches supérieures ou hôte

qui comprennent, entre autres, des couches de transport et d'application



Légende

Anglais	Français
Host Layers	Couches hôte
Media Layers	Couches support
Application	Application
Presentation	Présentation
Session	Session
Transport	Transport
Network	Réseau
Data Link	Liaison de données
Physical	Physique
colonne de droite illisible	

Figure 55 – Modèle de référence ISO/OSI

Les paramètres définis sans ambiguïté facilitent l'évaluation de la conformité de la liaison CPL à chaque critère de performance associé.

Actuellement, APLC et DPLC mettent en œuvre des couches de support Physique, Liaison et dans certains cas Réseau.

La fonction de la couche 2 est d'assurer que les données soient transférées sur une liaison dans un réseau de communication, tandis que le protocole de couche 3 a pour fonction

d'assurer que les données soient transférées sur le réseau entier, de la source d'origine à la destination finale. Un réseau peut utiliser un nombre quelconque de liaisons séparées.

Les protocoles de couche supérieure, couches 4 et au-dessus, ont pour fonction d'assurer l'intégrité des données transmises et de présenter les données à l'utilisateur ou à l'application. La fonction de ces protocoles de couche supérieure est en dehors du domaine d'application du présent document, et on ne l'aborde que pour souligner l'impact d'un canal CPL de faible qualité sur les applications transportées.

L'objectif des mesures de performance est de donner aux utilisateurs finaux des informations référencées sur un ensemble de paramètres et objectifs clés à utiliser pour "certifier" la conformité de la CPL pour les applications transportées, et en particulier leurs exigences qui sont spécifiées et détaillées à l'Article 8.

7.2 Performances de la couche liaison APLC

L'évaluation des performances de la couche Liaison pour un système CPL analogique résulte principalement de l'analyse de plusieurs aspects concernant les canaux. Les paramètres les plus utilisés sont décrits ci-après; des informations plus détaillées, en particulier pour les définitions de la bande de base, peuvent être trouvées dans la recommandation UIT-T M1020.

Entre autres, les aspects suivants ont un impact important sur les performances de la liaison CPL:

- Atténuation de canal:

L'atténuation de la ligne HT varie au cours du temps en raison de changements des conditions météorologiques et des configurations du réseau HT (activités de commutation). Le récepteur du système CPL doit être en mesure de gérer ces changements.

- Réponse en fréquence du canal:

La réponse en fréquence attendue pour le canal dans la bande passante utilisée ne peut pas être plate. En particulier, pour les lignes HT courtes, des pics de réponse en fréquence notables sont observés dans la réalité. Des algorithmes spéciaux peuvent être utilisés par le récepteur des systèmes CPL pour aplanir la réponse en fréquence et assurer les performances de la liaison.

- Bruit d'effet couronne:

Le bruit d'effet couronne est caractéristique de toutes les lignes EHT/HT. Le niveau de bruit dépend de la tension de la ligne d'énergie EHT/HT et varie au cours du temps en fonction des conditions météorologiques. Une humidité élevée conduit à une augmentation considérable du niveau de bruit.

- Salves de bruit/ bruit impulsif:

Les principales raisons de la présence des salves de bruit et du bruit impulsif sont les activités de commutation dans le réseau HT et la foudre (voir également 5.6.5). La liaison APLC est interrompue le temps de la perturbation, mais redevient disponible juste après.

- Interférences à bande étroite:

Les principales sources d'interférences à bande étroite sont les autres services radio et/ou les liaisons CPL fonctionnant dans le même spectre HF. Dans de nombreux cas pratiques, leur effet peut être atténué à l'aide d'une planification précise des fréquences. Si les interférences de bande étroite ne dégradent "que" la qualité des canaux vocaux analogiques, elles ont une influence plus grave sur les canaux de données analogiques.

Afin d'assurer les performances d'une liaison CPL analogique, il est utile de prendre en compte les paramètres de haute fréquence ainsi que ceux de la bande de base.

Paramètres de haute fréquence:

- Forme de spectre de puissance,
- Puissance émise,
- Puissance reçue,
- Rapport signal-bruit (SNR),
- Marge et disponibilité de la liaison.

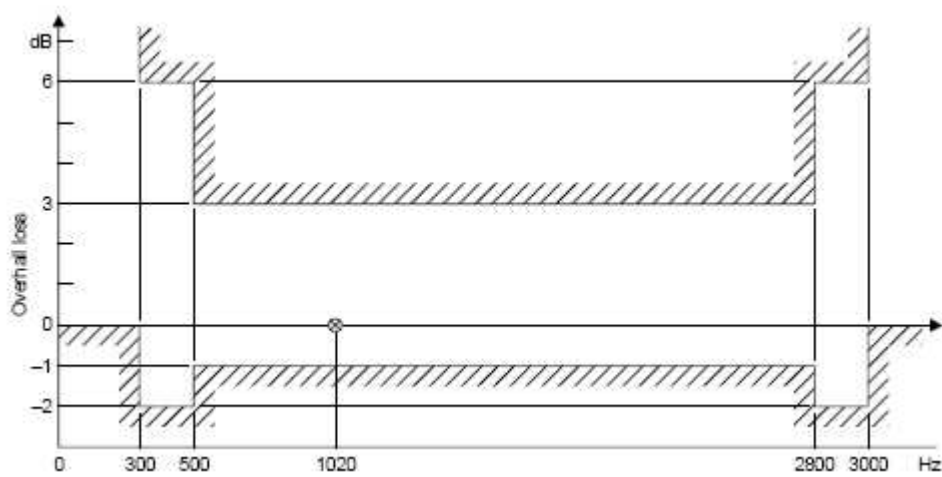
Selon la recommandation UIT-T M.1020 et d'autres documents associés, qui peuvent être utilisés en tant que directives, l'évaluation de qualité des paramètres de bande de base doit concerner les aspects suivants:

- Limite de l'équivalent global,
- Retard de groupe,
- Correspondances d'amplitude (mesurées conformément à la Recommandation O.95 de l'UIT-T),
- Gigue de phase,
- Bruit impulsif (mesuré conformément à la recommandation O.71 de l'UIT-T) et bruit de fond (mesuré conformément à la recommandation O.41 de l'UIT-T),
- Distorsion totale (harmonique et intermodulation),
- Diaphonie,
- Rapport signal-bruit,
- Retard de transit.

Les chiffres donnés dans la M.1020 correspondent à une bande de base de 300 Hz à 3400 Hz, mais la bande de base utilisée dans les systèmes à courant porteur peut être différente.

Les exemples extraits de la M.1020 pour les paramètres de la bande de base sont:

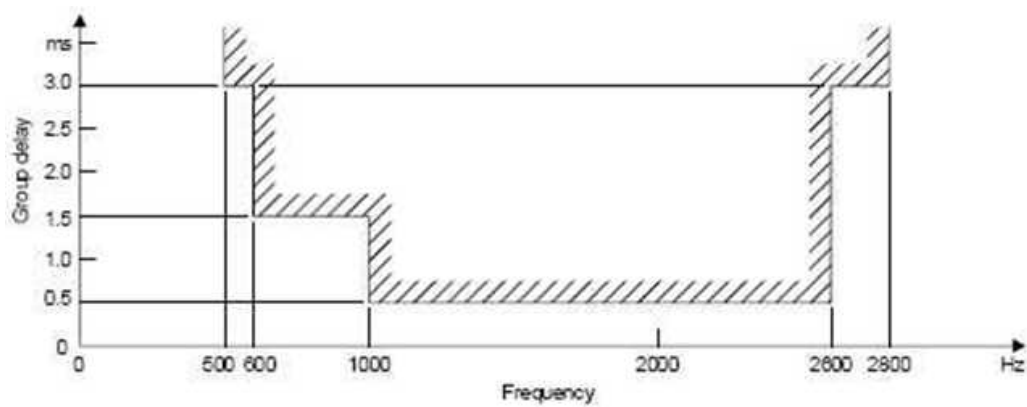
- Pertes/distorsion de fréquence, représentées sur la Figure 56;
- Retard de groupe, représenté sur la Figure 57.



Légende

Anglais	Français
overall loss	perte totale

Figure 56 – Limites de perte totale du circuit par rapport à celle à 1020 Hz (UIT-T M.1020)



Légende

Anglais	Français
Group delay	Retard de groupe
Frequency	Fréquence

Figure 57 – Limites pour le retard de groupe par rapport au retard de groupe minimal mesuré dans la bande de 500 Hz à 2800 Hz (UIT-T M.1020)

7.3 Performances de la couche liaison DPLC

Les performances de liaison d'une connexion DPLC dérivent de l'analyse de plusieurs paramètres.

Actuellement, aucune norme n'est disponible pour évaluer les performances d'une liaison DPLC.

Cependant, les hypothèses, paramètres et approche définis dans des normes UIT acceptées telles que UIT-T G.821, G.826, G.823 et les méthodes associées découlant de celles-ci sont utilisées dans le présent document pour définir une méthode pour l'évaluation des performances d'une liaison.

- Taux d'erreurs sur bits (TEB),
- Capacité de transmission,
- Glissement,
- Gigue de phase,
- Perte de synchronisation et temps de rétablissement,
- Latence,
- Perte de trame ETH,
- Masque de liaison de qualité globale.

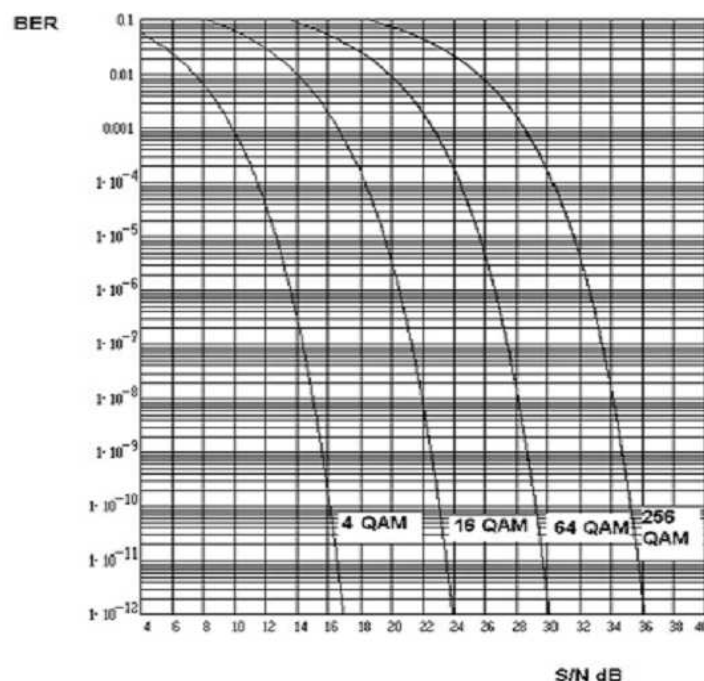
7.4 Taux d'erreurs sur bits (TEB)

Le TEB, illustré sur la Figure 58, est l'un des premiers paramètres à prendre en compte pour évaluer la qualité de la transmission numérique.

Le taux d'erreurs sur bits ou TEB représente le pourcentage de bits avec des erreurs par rapport au nombre total de bits reçus dans une transmission, généralement exprimé par le chiffre 10 à une puissance négative.

Une transmission avec un $TEB \leq 10^{-6}$ signifie que, sur 1 000 000 bits transmis, dans le pire des cas, un bit est en erreur.

On peut facilement décrire le comportement d'une transmission numérique en considérant les courbes de TEB associées à chaque modulation numérique de transmission numérique (QAM, MDP, etc.) mathématiquement simulée sur un canal idéal appelé bruit gaussien blanc additif (AWGN).



Légende

Anglais	Français
BER	TEB

Figure 58 – Quelques courbes de TEB théoriques

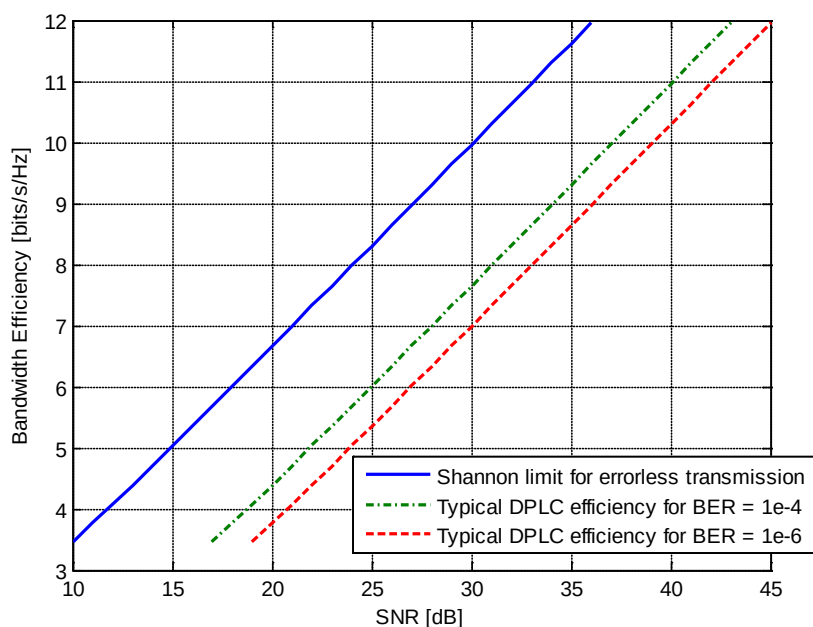
Cependant, un $TEB \leq 10^{-6}$ est considéré suffisant pour les applications transmises par l'intermédiaire de systèmes CPL, et la perte de trame correspondante sur la liaison Ethernet peut être négligeable.

7.5 Capacité de transmission

La capacité de transmission d'un canal DPLC est limitée par la bande passante et le SNR requis. Le rendement de bande passante ou caractéristique "C/SNR" (débit binaire en fonction du SNR) d'un canal DPLC est un paramètre essentiel. Un exemple est représenté sur la Figure 59.

La caractéristique "C/SNR" est toujours donnée pour une certaine valeur de TEB, généralement pour la valeur 10^{-6} . La capacité de transmission C est exprimée en bits/s/Hz (bit par seconde par hertz).

On mesure la caractéristique "C/SNR" d'un canal DPLC tandis que l'on utilise du bruit gaussien blanc additif (AWGN) comme signal de perturbation, et la réponse en fréquence du canal est censée être exempte de distorsion d'amplitude et de retard de groupe.



Légende

Anglais	Français
Shannon limit for errorless transmission	Limite de Shannon pour la transmission sans erreur
Typical DPLC efficiency for BER = 1e-4	Rendement DPLC type pour TEB = 1e-4
Typical DPLC efficiency for BER = 1e-6	Rendement DPLC type pour TEB = 1e-6
Bandwidth Efficiency [bits/Hz]	Rendement de bande passante [bits/Hz]

Figure 59 – DPLC Caractéristique "C/SNR" DPLC comparée au rendement limite de Shannon pour TEB = 1E-4 et 1E-6 et limite de Shannon

Le rendement de bande passante de systèmes DPLC concrets est légèrement inférieur à celui décrit sur la Figure 59 en raison des pertes de mise en œuvre, et doit être spécifié par le fabricant. Pour plus de détails sur le rendement de bande passante, voir l'Annexe D.

7.6 Glissement

Le processus de suppression ou d'insertion de bits (ou d'un groupe de bits) dans un train numérique en raison d'inégalités dans la synchronisation des temps, d'imperfections dans la synchronisation des temps ou de saturations des interfaces de mémoire s'appelle le glissement. La principale source d'inexactitudes dans la synchronisation des temps est l'imperfection des horloges. La gigue et les variations de retard de transmission peuvent également causer des glissements, mais sont généralement filtrées au niveau des circuits de récupération de synchronisation des temps.

L'apparition de glissements doit être considérée comme un événement anormal, qui altère les performances du trajet et augmente les durées d'indisponibilité. Ces glissements provoquent des erreurs de transmission et obligent à retransmettre les informations au niveau des protocoles des couches supérieures.

Les catégories de performances relatives aux glissements dans des liaisons numériques sont spécifiées dans la recommandation UIT-T G.822.

7.7 Gigue de phase

La gigue de phase est définie comme étant le désalignement des limites significatives d'un signal numérique par rapport à leurs positions idéales dans le temps. Ce désalignement, s'il est incontrôlé, peut conduire à des erreurs de transmission numérique. La gigue peut également être considérée comme une modulation de phase indésirable d'un signal numérique.

Le terme de gigue est utilisé pour les cas où la bande de fréquences de la modulation de phase indésirable est supérieure à 10 Hz. Si la bande de fréquence est inférieure à 10 Hz, la modulation est appelée dérapage.

La gigue intrinsèque désigne la gigue présente en sortie d'un dispositif unique. Elle est spécifiée sous forme d'intervalles unitaires, et son résultat sous forme de valeur efficace ou crête à crête.

Afin d'assurer que vos dispositifs puissent fonctionner sans erreur dans le cas le plus défavorable en présence d'une gigue provenant des sections antérieures du réseau, vous devez mesurer la tolérance à la gigue.

La gigue devient un paramètre important lorsque le canal DPLC est utilisé comme partie intégrante d'un réseau de transmission de télécommunication numérique. Le canal DPLC peut être utilisé comme liaison d'accès pour servir de connexion de télécommunication entre le site du système d'énergie et la dorsale du réseau de transmission numérique, ou comme canal numérique redondant dans d'autres parties du réseau de transmission numérique.

La gigue, en tant que paramètre d'un canal DPLC, doit être observée de deux points de vue:

- le canal DPLC en tant que générateur de gigue (quantité de gigue générée par le canal DPLC)
- le canal DPLC en tant que récepteur d'un signal numérique dégradé par la gigue (résistance à la gigue du canal DPLC)

Les exigences relatives à la gigue sont énoncées pour les liaisons numériques dans les recommandations UIT-T G.823, G.824 et G.825.

7.8 Perte de synchronisation et temps de rétablissement

L'augmentation de l'atténuation et le bruit d'effet couronne sont les principales raisons des pertes de synchronisation à long terme sur les liaisons DPLC. Les pertes de synchronisation des liaisons DPLC peuvent être dues à des salves de bruit résultant d'activités de

commutation sur le réseau HT ou à d'autres influences à court terme (telles que la foudre). Les salves de bruit conduisent généralement à des pertes de synchronisation de moins de 10 s et ne sont pas comptées comme du temps d'indisponibilité.

Les pertes de synchronisation doivent être considérées comme des anomalies et être ajoutées au temps d'indisponibilité total.

Les interruptions de la liaison de communication pendant ou peu après les activités de commutation du réseau HT sont problématiques parce qu'elles affectent le contrôle du réseau électrique.

Dans des systèmes DPLC, la synchronisation entre émetteur et récepteur est impérative et comprend (généralement) une adaptation aux caractéristiques du trajet de transmission. Pour obtenir une qualité de transmission élevée, il est nécessaire d'effectuer une mesure exacte des paramètres de transmission. Suivant le schéma de modulation et le résultat attendu (degré d'adaptation au trajet de transmission), la phase de synchronisation peut prendre un certain temps. Contrairement aux systèmes APLC (dans lesquels aucune synchronisation n'est nécessaire), la nouvelle synchronisation de la liaison numérique doit être prise en compte (temps de rétablissement).

C'est la conception du schéma de modulation du système DPLC qui permet de réduire au maximum le temps d'arrêt de la liaison. On peut y parvenir en évitant de perdre la synchronisation lors de brèves interruptions et en équilibrant les exigences relatives au temps de rétablissement et à la qualité de transmission.

7.9 Latence de liaison

Suivant le schéma de modulation, le retard d'une liaison DPLC peut être supérieur au retard type des liaisons APLC.

Pour la mesure du retard de la liaison DPLC, il est essentiel que le testeur de données puisse accéder directement au train de données de débit supérieur du système DPLC pour permettre d'obtenir un résultat qui identifie correctement le retard causé par le multiplexage interne/externe ou par les couches supérieures.

7.10 Paramètres de performance Ethernet IETF- RFC2544

IETF-RFC2544 est une norme au point qui peut être utilisée comme directive pour la mise au banc d'essai des réseaux basés sur Ethernet. Elle définit les paramètres, leur signification et comprend la liste des essais à effectuer sur les trames Ethernet transmises.

Ces essais nécessitent différentes tailles de trame: 64, 128, 256, 512, 1 024, 1 280 et 1 518 octets. Il convient que le temps d'essai pour chaque itération d'essai soit d'au moins 120 s.

- Débit de données:

Ce terme désigne simplement la quantité maximale de données qui peuvent être transportées de la source à la destination. Il convient de la mesurer sans erreurs ou perte de trames.

- Perte de trames:

Ce terme représente le nombre de trames qui ont été transmises avec succès depuis la source, mais n'ont jamais été reçues par la destination. Elle est généralement appelée taux de perte de trames et est exprimée sous forme de pourcentage des trames totales transmises. Selon la RFC 2544, toute trame indiquée comme ayant été reçue plus de 2 s après avoir été transmise serait comptée comme perdue. La plupart des dispositifs de la couche 2 rejettent les trames ayant une FCS incorrecte. Cela signifie qu'une simple erreur de bit dans la transmission conduit au rejet de l'ensemble de la trame. Pour cette raison, le TEB, la mesure la plus fondamentale pour les transmissions orientées sur les bits, n'a

aucune signification dans la transmission CPL basée sur Ethernet, étant donné que le rapport de bits sans/avec erreur ne peut pas être déterminé.

- Latence (Ethernet):

La latence Ethernet désigne le temps total nécessaire pour qu'une trame transite de la source à la destination. Ce temps total est la somme des retards de traitement dans les éléments de réseau et du retard de propagation sur le support de transmission. Pour mesurer la latence, on transmet sur le réseau une trame d'essai contenant un horodatage. L'horodatage est ensuite vérifié lorsque la trame est reçue. Pour ce faire, il est nécessaire que la trame d'essai revienne à l'ensemble d'essai en passant par une boucle de retour (temps de propagation aller-retour).

- Salvabilité ou dos à dos:

La valeur dos à dos est le nombre de trames dans la salve la plus longue que la liaison soumise à essai peut gérer sans perte de trames.

7.11 Configuration d'essai d'erreur sur les bits

Pour effectuer un essai d'erreur sur les bits sur des liaisons APLC-DPLC, on peut utiliser des ports série synchrones ou Ethernet.

Des essais à long terme sont ensuite effectués pour valider l'intégrité des liaisons série et Ethernet (un mois).

De plus, les mesures sur la ligne HT réelle sont influencées par des perturbations externes telles que la foudre et les activités de commutation du réseau HT, qui doivent être prises en compte lors de l'évaluation des résultats.

7.12 Interface synchrone série

On détermine les valeurs TEB en utilisant un testeur de données qui génère un profil prédéfini et en vérifiant, côté récepteur, les pertes de synchronisation, les glissements, les anomalies et les valeurs TEB.

La mesure du taux d'erreurs sur les bits s'effectue au moyen d'une séquence binaire pseudo-aléatoire de longueur $2^n - 1$; $n = 6, 9, 11, 12$ ou 15 .

Il est utile de noter qu'un $TEB \leq 10^{-6}$ est considéré suffisant pour les applications transmises via des systèmes CPL.

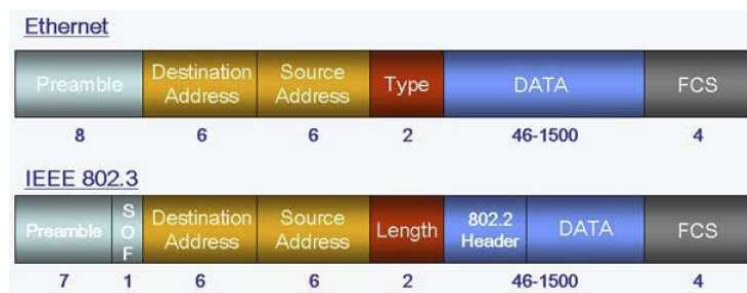
7.13 Interface Ethernet

Il convient d'utiliser une approche différente lorsqu'un essai est effectué sur des liaisons CPL comprenant des interfaces Ethernet. Dans ce cas, les erreurs qui se produisent affectent, non pas le simple bit transmis, mais les trames transmises.

Ethernet est un protocole asynchrone à base de trames, destiné à l'origine à produire un moyen de communication entre plus de deux dispositifs de gestion de données utilisant des supports partagés.

Ethernet est une norme IEEE 802.3 qui permet, entre autres, l'utilisation de la transmission en duplex intégral, plutôt que l'utilisation de supports partagés. Il s'agit d'une fonctionnalité utile en cas d'application au CPL.

Même en cas d'utilisation sur différents supports à différentes vitesses, toute mise en œuvre d'Ethernet conserve les mêmes structures de trame, méthode d'accès et de contrôle (MAC - Media Access Control) et, pour les systèmes utilisant des supports partagés, le même schéma de détection de collision (CSMA/CD - Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect). Un exemple est décrit sur la Figure 60.

**Légende**

Anglais	Français
Preamble	Préambule
Destination address	Adresse de destination
Source Address	Adresse source
DATA	DONNÉES
Type	Type
Length	Longueur
802.2 Header	En-tête 802.2
Ethernet	Ethernet
FCS	FCS
IEEE 802.3	IEEE 802.3

Figure 60 – Structure normalisée Ethernet du format des trames

Dans les faits, avec les systèmes de transmission orientés trame, pour chaque erreur qui se produit, la trame est rejetée (CRC erroné), et il n'est pas possible de déterminer si cela est dû à une erreur sur les bits ou à une erreur de salve. Pour cette raison, il n'est pas possible de définir les valeurs de TEB correspondantes.

Cependant, un $TEB \leq 10^{-6}$ est considéré suffisant pour les applications transmises par l'intermédiaire de systèmes CPL, et la perte de trame correspondante sur la liaison Ethernet peut être négligeable.

L'évaluation de la liaison Ethernet requiert l'évaluation de paramètres spécifiques tels que ceux définis dans l'IETF-RFC2544:

- Débit de données
- Perte de trames
- Latence
- Salvabilité ou dos à dos

La norme IETF-RFC2544 est utilisée pour soumettre au banc d'essai des réseaux basés sur Ethernet. Ces essais nécessitent différentes tailles de trame: 64, 128, 256, 512, 1024, 1280 et 1518 octets. Il convient que le temps d'essai pour chaque itération d'essai soit au moins de 120 s.

Comme pour des liaisons série, un essai à long terme est effectué pour valider l'intégrité de liaisons Ethernet (un mois).

7.14 Performances de qualité de la liaison globale

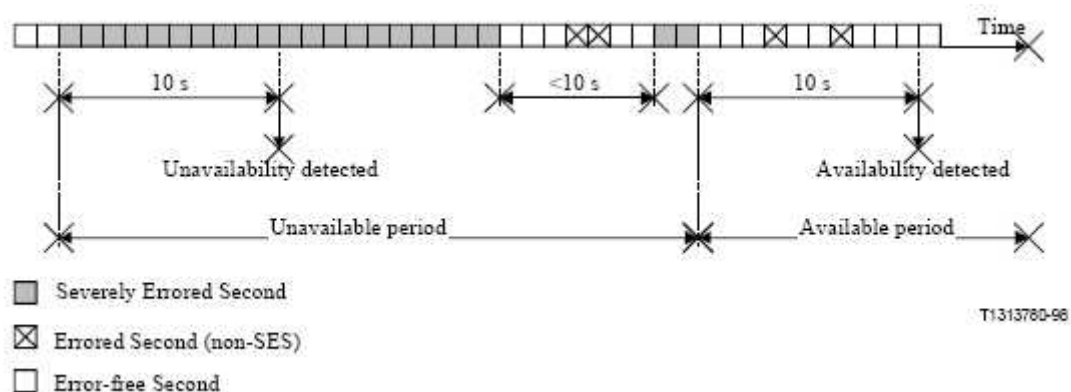
On ne dispose pour le moment d'aucune norme CEI, UIT-T ou IETF couvrant les performances des liaisons DPLC pour la couche deux.

Les paramètres clés à prendre en compte et les critères pour les allocations de performances de bout en bout sur les trajets à débit binaire constant peuvent être déterminés à partir des règles définies dans les recommandations UIT-T G.821, G.826 et G.823, qui permettent d'estimer la qualité globale d'une liaison CPL numérique.

Les principaux paramètres de performance d'erreur à utiliser sont les suivants:

- Secondes sans erreur (EFS): Secondes sans erreur sur les bits.
- Secondes avec erreur (ES): Intervalles d'une seconde avec erreur.
- Taux de secondes avec erreur (ESR): Le rapport du nombre d'ES au nombre total de secondes dans le temps disponible pendant un intervalle de mesure fixé.
- Secondes avec erreurs graves (SES): Intervalles d'une seconde avec un taux d'erreurs sur les bits $> 10^{-3}$.
- Taux de secondes avec erreurs graves (SESR): Le rapport du nombre de SES au nombre total de secondes dans le temps disponible pendant un intervalle de mesure fixé.
- Temps total
- Temps disponible (AT) ou temps également indisponible (UAT): Une période de temps indisponible commence lorsque le TEB dans chaque seconde est pire que 10^{-3} pendant une période de 10 s consécutives, et se termine lorsque le TEB dans chaque seconde est meilleur que 10^{-3} pendant 10 s consécutives.
- % du temps total avec des ANOMALIES et des défauts (glissement, AIS, perte de synchronisation, etc.)
- Disponibilité de liaison
- Temps de performance TEB (BPT): Période du temps de mesure durant laquelle la liaison présente un TEB meilleur que 10^{-3} .

La Figure 61 décrit l'application des paramètres ci-dessus pour la détermination de l'indisponibilité d'une liaison numérique bidirectionnelle.

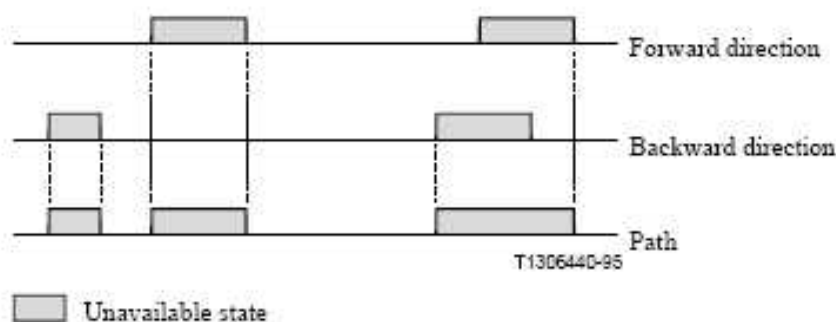


Légende

Anglais	Français
Unavailability detected	Indisponibilité détectée
Availability detected	Disponibilité détectée
Unavailable period	Période indisponible
Available period	Période disponible
Severely Errored Second	Seconde avec erreur grave
Errored Second (non-SES)	Seconde avec erreur (non SES)
Time	Temps
Error-free Second	Secondes sans erreur

Figure 61 – Exemple de détermination d'indisponibilité (UIT-T G.826)

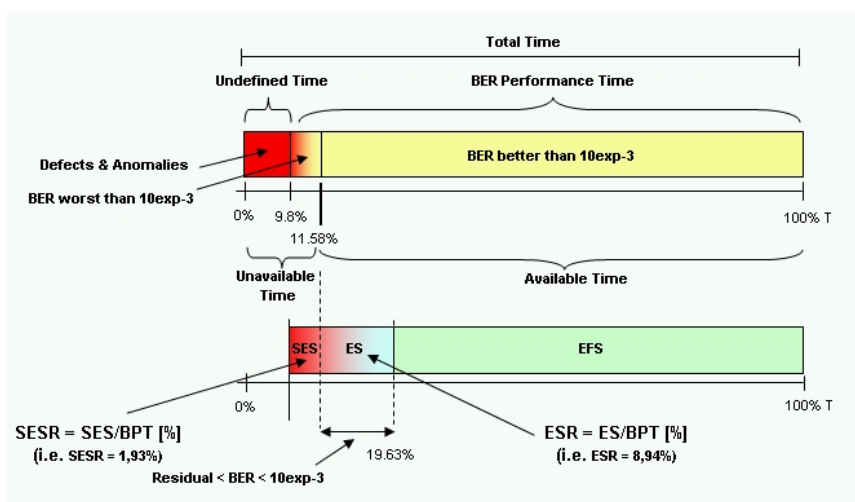
Du point de vue d'un service, les différentes périodes d'indisponibilité peuvent se produire indépendamment dans chaque direction. Elles doivent se cumuler comme indiqué comme illustré sur la Figure 62.



Légende

Anglais	Français
Forward direction	Direction avant
Backward direction	Direction arrière
Path	Trajet
Unavailable state	État indisponible

Figure 62 – Exemple de l'état indisponible d'un trajet bidirectionnel (UIT-T G.826)



Légende

Anglais	Français
Total Time	Temps total
Undefined time	Temps indéfini
BER Performance Time	Temps de performance BER
BER better than 10exp-3	BER meilleur que 10exp-3
Defects & Anomalies	Défauts et anomalies
BER worst than 10exp-3	BER pire que 10exp-3
Unavailable time	Temps indisponible
Available Time	Temps disponible
(i.e., SESR = 1,93 %)	(c'est-à-dire, SESR = 1,93 %)
Residual < BER < 10exp-3	Résiduel < BER < 10exp-3
(i.e., SESR = 8,94 %)	(c'est-à-dire, SESR = 8,94 %)

Figure 63 – Estimation de qualité de performance basée sur UIT-T G.821 et G.826

Une fois que la qualité globale de la liaison a été évaluée, il est possible d'en vérifier la conformité aux objectifs du masque de qualité. Généralement, ceux-ci sont définis dans le

contrat de niveau de service et sont spécifiques à chaque famille de services. Un exemple est représenté dans le Tableau 18.

Tableau 18 – Objectifs du masque de qualité (échantillon)

A $\geq$ 99,95 % & ESR $\leq$ 0,08 & SESR $\leq$ 0,002 & #SLIP/Mois $\leq$ 0,06 % & MAX #SLIP/Jour <10	X	Bonne
98 % $\leq$ A $\leq$ 99,95 % & ESR $\leq$ 0,08 & #SLIP/Mois $\leq$ 0,06 %		Faible
A < 98 %		Non conforme

Si les paramètres de performance d'erreur sont conformes aux objectifs cibles, il est attendu que la liaison CPL soit en mesure de prendre en charge de façon adéquate le service demandé.

8 Applications effectuées sur les systèmes CPL

8.1 Généralités

Le présent paragraphe décrit les principales caractéristiques et exigences relatives aux applications, qu'elles soient classiques ou innovantes, qui peuvent être transportées par les systèmes CPL et les réseaux de télécommunication qui peuvent comporter des segments CPL.

Une classification très grossière des applications peut être la suivante:

- Téléphonie (analogique et numérique),
- Transmission de données orientée bit, octet, paquet et message.

Il convient cependant de garder à l'esprit qu'il existe d'autres aspects à prendre en compte (c'est-à-dire, en temps réel, pas en temps réel, hors ligne) pour identifier les exigences des applications les plus couramment utilisées telles que l'e-mail, ftp, HTTP, SNMP, VoIP et, d'une manière générale, les exigences d'un protocole d'application spécifique quelconque transporté par le système de télécommunication.

8.2 Téléphonie

Avec la transmission télégraphique à faible débit de données, la téléphonie est depuis longtemps l'application la plus souvent mise en œuvre par les systèmes CPL.

En effet, la métrique de canal de téléphonie ou bande 4 kHz a été adoptée au départ par tous les systèmes de transmission, y compris le CPL. Pour réduire la bande passante nécessaire dans certains cas, il est possible de limiter le canal de téléphonie à 2,5 kHz.

Afin d'augmenter le nombre de signaux à transporter dans un canal de téléphonie normalisé, des canaux vocaux compressés et des vocodeurs adaptés aux canaux analogiques et numériques ont été introduits.

Ces canaux vocaux de bande passante réduite sont influencés par un grand nombre de paramètres, dont les plus importants sont:

- la qualité vocale,
- l'intelligibilité (clarté),
- le retard temporel,
- l'annulation d'écho,
- le débit binaire,

- la réduction de la qualité par compression multiple,
- la sensibilité aux erreurs sur les bits.

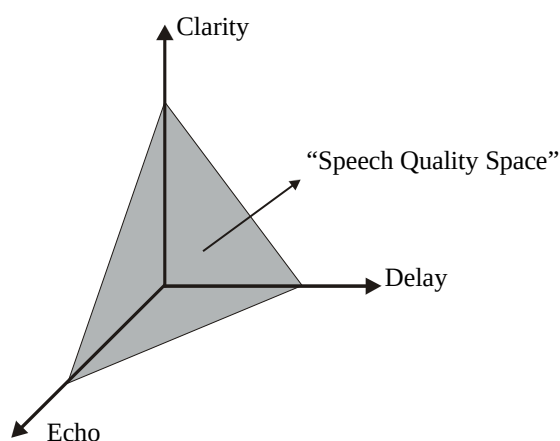
8.3 Qualité vocale

8.3.1 Généralités

Pour les télécommunications vocales, la qualité vocale est l'un des aspects les plus importants pour évaluer la qualité de service (QoS) globale. Il existe de nombreux facteurs qui affectent la qualité vocale, mais trois paramètres clés la caractérisent:

- l'intelligibilité (clarté),
- le retard,
- l'écho.

La relation entre clarté, retard et écho peut être très complexe, comme le montre la vue tridimensionnelle de la Figure 64.



Légende

Anglais	Français
Clarity	Clarté
Delay	Retard
Echo	Écho
"Speech quality space"	"Espace de qualité vocale"

Figure 64 – Relation entre clarté, retard et écho concernant la qualité vocale

L'intelligibilité (clarté) désigne la clarté ou la fidélité de la voix lorsqu'elle est reproduite par un réseau et perçue par une personne qui écoute. La clarté est indépendante du retard. La clarté est également indépendante de l'écho, étant donné que l'écho est perçu par l'émetteur et la clarté est perçue par la personne qui écoute.

Le retard est le temps nécessaire pour qu'un signal vocal se déplace d'une extrémité à l'autre entre la personne qui parle et la personne qui écoute; il se manifeste souvent par un retard apparent entre le moment où la première parle et le moment où la personne qui écoute répond. Lorsqu'un retard perceptible est présent, les conversations peuvent sembler de mauvaise qualité. En présence d'un retard trop important, une conversation vocale peut devenir impossible.

Un écho dans un environnement de téléphonie est généralement causé par des jonctions de conducteurs hybrides d'un réseau, sur lesquels une partie de l'énergie d'un signal vocal d'une personne se réfléchit vers la même ligne.

8.3.2 Mesure d'intelligibilité (clarté)

La première technique significative utilisée pour mesurer la clarté vocale consiste à utiliser dans la pratique de grands nombres de personnes qui écoutent pour générer des scores de clarté subjective statistiquement valides. Cette technique est appelée le calcul de note d'opinion moyenne (MOS); elle consiste à calculer la valeur de grands nombres de notes d'opinion humaine. La technique pour effectuer des essais MOS sur des réseaux est décrite de manière générale dans l'UIT-T P.800, tandis que l'UIT-T P.830 décrit des méthodes plus spécifiques pour l'évaluation subjective d'un codec vocal. Ces deux recommandations UIT-T décrivent des méthodes d'essai, une méthode de notation subjective, la valeur des notes, les caractéristiques des échantillons vocaux à utiliser, et d'autres conditions dans lesquelles l'essai doit être effectué.

L'essai MOS peut être basé sur des essais de conversation bilatérale ou des essais d'écoute unilatérale. Dans un essai subjectif MOS servant à déterminer la qualité, la valeur de la parole est notée de 1 à 5.

Bien entendu, l'essai MOS présente plusieurs inconvénients:

- il est subjectif parce que les résultats dépendent de nombreux attributs incontrôlables des sujets participant aux essais, tels que l'humeur, l'attitude et la culture. Dans la pratique, l'essai MOS n'est pas une méthode d'essai répétable ou cohérente;
- il est coûteux parce qu'il nécessite un grand nombre de personnes et des installations d'essai complexes;
- il est inefficace et peu pratique à utiliser pour effectuer des essais fréquents tels que ceux nécessaires en cas de changement de conception et de configuration du réseau, et pour la surveillance de routine des réseaux.

Les inconvénients de l'essai MOS laissent à penser que des méthodes d'essai objectives, automatisées et répétables sont nécessaires pour mesurer la clarté vocale subjective.

Afin de répondre au besoin d'une méthode d'essai de clarté vocale objective, automatisée et répétable, qui prenne en compte la nature et la perception subjectives de la clarté, une technique a été développée et normalisée par l'UIT-T:

- la méthode PESQ (Perceptual Evaluation of Speech Quality - évaluation de la qualité vocale perçue), normalisée par l'UIT-T P.862.

Des instruments ont été développés qui effectuent des mesures selon l'UIT-T P.862 et des mesures de retard et d'écho.

8.4 Téléphonie analogique

Pour la transmission vocale, un rapport signal-bruit de 25 dB, mesuré par psophométrie, dans des conditions météorologiques défavorables est considéré acceptable. Cela conduit à un SNR de 30 dB à 40 dB à l'entrée du récepteur, la plupart du temps, dans des conditions de fonctionnement normales.

Une amélioration du SNR d'approximativement 15 dB peut être obtenue par l'utilisation de compresseurs-extenseurs.

8.5 Téléphonie numérique

La technologie numérique a eu un impact important sur l'émission et la réception de différents formats de données comprenant la parole, les signaux d'instrumentation et, d'une manière

générale, la transmission de données pour la commutation de distribution d'électricité. Les réseaux de données s'étendent normalement à des débits de données élevés avec des interférences minimales, mais lorsque celles-ci se produisent, il existe d'excellents logiciels informatiques permettant d'effectuer la correction des erreurs. Ces systèmes sont commandés par logiciel de manière à permettre une communication transparente, rapide et efficace d'un ensemble de services.

8.6 Applications VoIP

Il existe de nombreuses applications VoIP couvrant les communications normalisées vocales, les communications de données et internes, ainsi que les communications pour surveiller le fonctionnement et la fiabilité du système. Cela permet des communications rapides et efficaces avec des erreurs minimales dans le système de communication.

8.7 Émission de données

Pour les canaux de données à modulation par déplacement de fréquence (MDF) jusqu'à 2400 bauds, un rapport signal-bruit de 15 dB dans des conditions météorologiques défavorables est considéré acceptable. Le développement des systèmes de communication numérique et des logiciels de commande associés permet la communication de débits de données plus élevés avec une distorsion minimale.

8.8 Raccordement de réseaux

Le développement des systèmes de communication par courant porteur au cours des deux dernières décennies a été accompagné d'une amélioration de la fiabilité grâce au développement de systèmes logiciels. Cela a permis l'intégration de nombreux systèmes de téléphonie, systèmes SCADA et de nombreux autres systèmes de communication sur courant porteur pour l'interfaçage et la transmission de communications fiables pour l'ensemble du réseau de distribution d'électricité et d'autres communications générales.

8.9 Téléconduite

8.9.1 Communication SCADA-RTU CEI 60870-5-101

Les applications SCADA-RTU peuvent utiliser un protocole série selon la CEI 60870-5-101 pour la communication entre un centre de commande et les RTU commandés à distance.

Selon les définitions de cette norme, aucun intervalle d'octet n'est admis dans un télégramme. Cette définition conduit à une exigence qui n'est généralement pas couverte par l'équipement de communication.

Étant donné que les espacements d'octet ne sont pas détectés en tant qu'erreur par un appareil d'essai de données "normal", il est nécessaire d'utiliser un appareil d'essai de protocole pour vérifier la compatibilité du système DPLC avec la CEI 60870-5-101.

8.9.2 Communication SCADA-RTU CEI 60870-5-104

Dans certains cas, il est nécessaire d'envoyer les messages d'application entre le système SCADA et un RTU en utilisant un réseau de données contenant des stations relais, c'est-à-dire des routeurs d'extensions LAN/WAN/LAN, et de mettre en place uniquement un circuit virtuel entre les stations de téléconduite concernées.

La norme CEI 60870-5-104 définit l'utilisation d'une interface TCP/IP ouverte avec un réseau contenant une connectivité LAN/WAN/LAN prenant en charge la communication entre les équipements de téléconduite, qui transporte des unités de message CEI 60870-5-101.

Un système DPLC qui peut mettre en œuvre l'interface avec des segments LAN/WAN doit faire en sorte que le retard de transit et les pertes de paquets restent très faibles pour assurer une qualité compatible avec les exigences typiques du service de téléconduite.

8.9.3 Téléprotection

La transmission de signaux de téléprotection est l'une des fonctions les plus importantes remplies par un système CPL; ce système doit assurer une transmission sécurisée des commandes d'ouverture avec une fiabilité élevée et une latence faible.

Pour plus d'informations sur les chiffres associés aux performances des schémas de téléprotection et sur les essais des systèmes de commande de téléprotection, voir la norme CEI 60834-1.

8.9.4 Signal de téléprotection

Il est recommandé que la téléprotection reste un système analogique. En effet, si l'on transmet une téléprotection numérique sur un système CPL numérique, le système de téléprotection n'est opérationnel que tant que le CPL numérique est capable de récupérer les données reçues et de les transmettre au récepteur de téléprotection. Cela implique de détecter le signal reçu, d'estimer les bits transmis et de les transmettre sur une certaine interface de données. Ce processus présente cependant certaines limitations qui sont problématiques pour l'opération de téléprotection:

- Il existe un rapport signal-bruit minimal (SNR) pour un fonctionnement correct (démodulation et détection correctes des données), au-dessous duquel les performances du récepteur CPL numérique se dégradent considérablement. La valeur de ce seuil de SNR dépend de la mise en œuvre spécifique, mais elle est plus élevée que le SNR généralement requis pour les systèmes analogiques de téléprotection. Si le système de téléprotection était un système numérique, cela présenterait un risque important. C'est particulièrement le cas si les lignes sont défectueuses, car le SNR minimal requis par un récepteur CPL numérique ne peut pas être garanti.
- Dans des conditions de défaut, le canal présente une distorsion spectrale importante, à la fois une distorsion en amplitude et en retard de groupe, qui empêche le système CPL numérique de récupérer les données reçues.
- Les processus de codage et de décodage introduisent tous deux un certain temps de retard. Encore une fois, la valeur spécifique de ce retard dépend de la mise en œuvre, mais à cette valeur s'ajoute la transmission nominale de la téléprotection elle-même. Celle-ci peut dégrader les performances de la téléprotection de façon inacceptable (par exemple, le temps de transmission réel maximal pour une sûreté de fonctionnement donnée).

Annexe A (informative)

Conditions d'environnement

Il convient que les conditions suivantes soient respectées lors du fonctionnement des équipements:

- **Température et humidité**

L'équipement, y compris sa protection, doit satisfaire aux exigences de la présente norme lorsqu'il fonctionne dans les conditions spécifiées dans la norme CEI 60721-3-3, et être classé comme suit:

- **Température élevée**

L'équipement doit fonctionner sans dommages à une température pouvant atteindre +55 °C pendant une période n'excédant pas 24 h par mois. Dans ces conditions, une dégradation temporaire des performances peut être acceptée.

- **Température basse**

La limite inférieure de fonctionnement doit être de 0 °C.

- **Condensation: Formation de glace**

En fonctionnement normal, la formation de glace ne doit pas se produire.

Annexe B (informative)

Compatibilité électromagnétique (CEM)

Parmi les normes CEM disponibles rédigées par le Comité Électrotechnique International (CEI), la plus applicable est la CISPR 22 (2008). Cette norme est intitulée "Appareils de traitement de l'information - Caractéristiques des perturbations radioélectriques - Limites et méthodes de mesure".

Selon la CEI, cette norme a pour objet "d'établir des exigences uniformes pour le niveau de perturbation radioélectrique de l'équipement contenu dans le domaine d'application, afin de fixer des limites de perturbation, de décrire des méthodes de mesure et de normaliser les conditions de fonctionnement et l'interprétation des résultats".

Il ressort clairement de la définition des appareils de traitement de l'information (ITE) de la CISPR 22 que les équipements de télécommunication appartiennent au domaine d'application de cette norme. Les systèmes CPL ne sont pas spécifiquement exclus ou inclus mais, selon une interprétation stricte de la définition des ITE, ils entreraient dans le domaine d'application de la CISPR 22.

La CISPR 22 classe les équipements ITE dans deux catégories, selon leur environnement prévu. Un équipement de classe B est destiné à un environnement domestique, qui est simplement défini comme un environnement dans lequel des récepteurs de radio / télévision sont susceptibles d'être utilisés à 10 m ou moins du dispositif ou système en question. Cela serait la classification la plus appropriée pour tout système CPL émettant et/ou recevant des signaux via le câblage interne du secteur d'un bâtiment résidentiel ou commercial.

Des limites significativement plus élevées des émissions conduites et rayonnées sont autorisées pour les dispositifs de classe A, mais l'avertissement suivant doit être présenté:

"Ceci est un produit de classe A. Dans un environnement domestique, ce produit peut causer des perturbations radioélectriques, auquel cas l'utilisateur peut devoir prendre des mesures adéquates."

Pour les systèmes CPL fonctionnant sur des réseaux de distribution BT, il peut être jugé acceptable de les soumettre à essai selon la norme de classe A. Dans ce cas, l'installation d'équipements peut faire l'objet de contrôles stricts. De plus, avec ce type de système CPL, la pénétration du signal sur le câblage du réseau peut être limitée, soit à cause de la présence de filtres, soit en raison de l'affaiblissement inhérent provoqué par le compteur d'électricité.

Les limites de classe A et B pour les émissions conduites et rayonnées, dans une bande passante de mesure de 9 kHz, sont décrites dans le Tableau B.1 et le Tableau B.2, ci-dessous.

**Tableau B.1 – Emissions conduites autorisées
sur le port secteur de l'équipement de classe A**

Gamme de fréquences MHz	Limites dB μ V	
	Quasi-crête	Moyenne
0,15 à 0,5	79	66
0,5 à 30	73	60

**Tableau B.2 – Emissions conduites autorisées
sur le port secteur de l'équipement de classe B**

Gamme de fréquences MHz	Limites dB μ V	
	Quasi-crête	Moyenne
0,15 à 0,5	66 à 56 *	56 à 46 *
0,5 à 5	56	46
5 à 30	60	50
* Limite devant diminuer de façon linéaire en fonction du logarithme de la fréquence.		

Une condensation temporaire peut se produire pendant la maintenance, lorsque l'on introduit des pièces de rechange qui viennent de séjourner à une température plus basse que celle présente dans l'environnement des appareils de télécommunication.

Annexe C (informative)

Signal électrique modulé HF

C.1 Généralités

L'objectif de la présente annexe est de faciliter la compréhension des concepts associés à la puissance destinée à chacun des services et à la puissance totale transmise par le système. Le rapport signal-bruit pour chacun des services est également pris en compte.

Les concepts couverts sont:

- Puissance moyenne,
- Puissance de crête,
- Puissance d'enveloppe de crête (PEP),
- Rapport puissance de crête à puissance moyenne (PAPR).

Dans les explications suivantes, il est considéré, sauf spécification contraire, que le spectre de fréquence de chaque service est plat dans la bande passante correspondante, la bande passante étant la bande passante de bruit équivalente.

On suppose également que l'on dispose d'une bonne estimation de la tension de crête de chaque service.

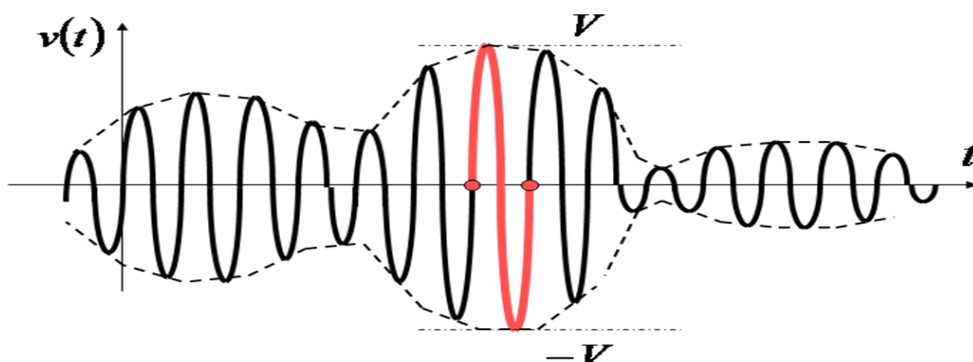


Figure C.1 – Concepts de puissance

La Figure C.1 représente un résumé des concepts de puissance concernés. Elle décrit une forme d'onde possible d'une tension $v(t)$. Ce signal peut être considéré comme le signal correspondant à un service unique ou la combinaison (addition) de tous les signaux transmis par un terminal CPL.

La puissance moyenne de ce signal, dans une fenêtre temporelle T , est la puissance sur une résistance de référence R de la moyenne des valeurs instantanées au carré de la tension $v(t)$:

$$P_{av} = \frac{1}{R} \left[\frac{1}{T} \int_T [v(t)]^2 dt \right]. \quad (C.1)$$

Si la mesure ou le calcul peut être effectué pour $T \rightarrow \infty$, le résultat est la valeur moyenne réelle de la puissance de $v(t)$ sur une résistance R .

En supposant connue la tension instantanée maximale V (tension de crête), la valeur de puissance de crête est

$$\frac{V^2}{R} \text{ (à noter qu'il s'agit d'une valeur instantanée).} \quad (\text{C.2})$$

Au moment où la tension de crête survient, nous pouvons considérer un segment de signal dont la forme correspond à une période d'une onde sinusoïdale. La puissance moyenne du signal dans cette période est appelée puissance nominale du signal de sortie (la puissance moyenne du signal au cours d'une période, lorsque l'enveloppe atteint la valeur maximale).

En appliquant (C.1) pour un signal sinusoïdal, nous obtenons:

$$\text{Puissance d'enveloppe de crête (PEP)} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{1}{2} \frac{V^2}{R}. \quad (\text{C.3})$$

La comparaison de (C.2) et (C.3) permet de constater que la puissance d'enveloppe de crête (PEP) est la moitié de la puissance de crête.

Enfin, si la valeur de crête de la puissance et la valeur moyenne de la puissance sont connues (ou estimées), le rapport entre les deux valeurs mentionnées (en représentation logarithmique) est connu sous la forme du rapport puissance de crête à puissance moyenne (PAPR):

$$PAPR = \frac{\text{puissance crête}}{\text{puissance moyenne}}. \quad (\text{C.4})$$

Au moyen de ces définitions, il est possible de faire les observations suivantes:

- Si la valeur de crête de tension V_i pour tous les services ($i = 1, 2, \dots, n$) est connue, il est possible de calculer la puissance PEP individuelle pour chaque service (signal) et la puissance PEP totale pour l'addition de tous les signaux

Puissance de crête individuelle pour le i ème service = $\frac{V_i^2}{R}$ comme indiqué par (C.2).

Puissance de crête totale pour l'addition de tous les signaux:

$$\frac{1}{R} \left(\sum_{i=1}^{i=n} V_i \right)^2 = \frac{1}{R} V_{tot}^2. \quad (\text{C.5})$$

- En d'autres termes, la crête maximale du signal composite est la somme du pic maximal des signaux individuels. C'est un point important pour la conception du système parce que le pic maximal V_{tot} du signal composite peut être limité par l'amplificateur de sortie, et par conséquent cette valeur doit être divisée en plusieurs parties plus petites V_i , chacune concernant l'un des différents services à transmettre.
- Cependant, pour l'évaluation du rapport signal-bruit sur chaque service à l'extrémité réceptrice, il convient d'utiliser la valeur moyenne de la puissance à cette fin. Ces considérations nous permettent d'observer que le facteur PAPR a une grande importance.

La Figure C.2 concerne l'exemple 1, dans lequel on étudie une tonalité simple (enveloppe constante) de valeur de tension de crête V , et dans lequel la puissance de crête

correspondante, la puissance moyenne, la puissance PEP et le PAPR sont calculés selon les définitions présentées ci-dessus. Nous observons ici que la puissance moyenne coïncide avec la puissance PEP qui satisfait à la définition de puissance PEP. Nous pouvons également observer que, dans ce cas très simple, la valeur du PAPR n'est que de 3 dB.

La Figure C.3, qui correspond à l'exemple 2, est le cas de deux tonalités ayant des fréquences différentes mais la même amplitude $V/2$. Les mêmes paramètres et relations que dans l'exemple 1 ont été calculés, et ceux-ci sont présentés sur la même figure.

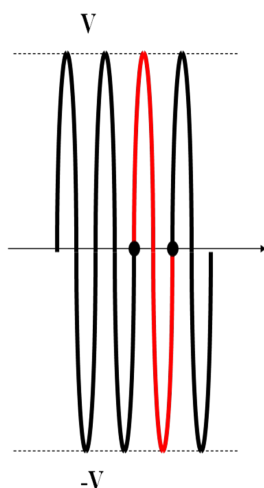


Figure C.2 – Tonalité unique

Sur la Figure C.2, qui correspond à l'exemple 1, on considère une tonalité unique (enveloppe constante) de valeur de tension de crête V . Conformément aux définitions données précédemment, nous observons que:

$$\text{Puissance de crête} = \frac{V^2}{R}. \quad (\text{C.6})$$

La puissance moyenne, qui est la même pour chaque période, est:

$$\text{Puissance moyenne} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R}. \quad (\text{C.7})$$

La puissance PEP coïncide dans ce cas avec la puissance moyenne:

$$\text{Puissance PEP} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R}. \quad (\text{C.8})$$

et le PAPR est alors obtenu ainsi:

$$\text{PAPR} = 10\log \frac{\text{puissance cr\^ete}}{\text{puissance moyenne}} = 10\log \frac{\frac{V^2}{R}}{\frac{V^2}{2R}} = 10\log 2 = 3\text{ dB}.$$

(C.9)

La Figure C.3, correspondant \u00e0 l'exemple 2, d\u00e9crit le cas de l'addition de deux tonalit\u00e9s $v_1(t)$ et $v_2(t)$ ayant des fr\u00e9quences diff\u00e9rentes mais ayant la m\u00eame amplitude $V/2$. Le PAPR pour $v_3(t) = v_1(t) + v_2(t)$ peut \u00eatre d\u00e9duit de la fa\u00e7on suivante:

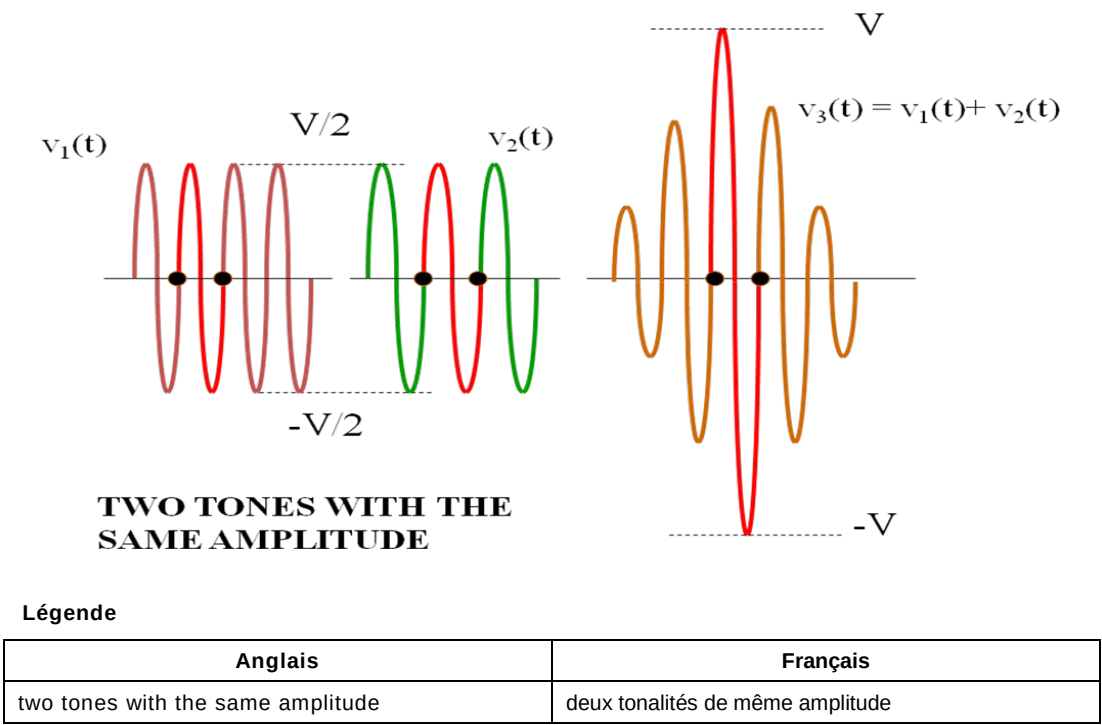


Figure C.3 – Deux tonalit\u00e9s

Puissance de cr\u00eate pour $v_3(t) = \frac{V^2}{R}$;

(C.10)

$$v_1(t) = \frac{V}{2} \cos \omega_1 t \Rightarrow \text{puissance moyenne } P_1 = PEP_1 = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{8R};$$

(C.11)

$$v_2(t) = \frac{V}{2} \cos \omega_2 t \Rightarrow \text{puissance moyenne } P_2 = PEP_2 = \frac{\left(\frac{V/2}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{8R};$$

(C.12)

$$v_3(t) = v_1(t) + v_2(t) \Rightarrow PEP_3 = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} = \frac{V^2}{2R};$$

(C.13)

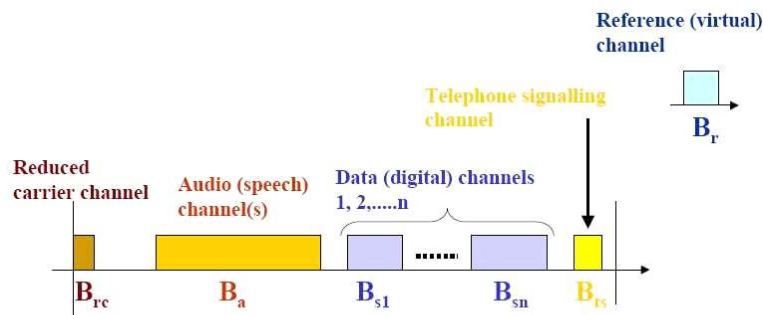
$$\text{puissance moyenne } P_3 = P_1 + P_2 = \frac{V^2}{4R} = \frac{1}{2} PEP_3; \quad (\text{C.14})$$

$$\text{rapport entre le PEP et la puissance moyenne pour } v_3(t) = \frac{V^2/2R}{V^2/4R} = 2 \Rightarrow 3 \text{ dB} \quad (\text{C.15})$$

$$PAPR(v_3) = 10 \log \frac{V^2/2R}{V^2/4R} = 10 \log 4 = 6 \text{ dB}. \quad (\text{C.16})$$

C.2 Bande passante modulée HF et signal de puissance

L'objectif de cet article est de clarifier le paragraphe 4.5.3 de la CEI 60663 publiée en 1980, dans lequel la puissance pour chaque service est associée à sa bande passante équivalente de bruit conjointement à la puissance PEP du terminal au moyen d'un canal de référence arbitraire.



All shown bandwidths B_x are noise equivalent bandwidths

Légende

Anglais	Français
Reference (virtual) channel	Canal de référence (virtuel)
Telephone signalling channel	Canal de signalisation téléphonique
Reduced carrier channel	Canal de la porteuse réduite
Audio (speech) channel(s)	Canal/canaux audio (vocal/vocaux)
Data (digital) channels	Canaux de données (numériques)
All shown bandwidths B_x are noise equivalent bandwidths	Toutes les bandes passantes B_x représentées sont des bandes passantes équivalentes de bruit

Figure C.4 – Exemple de bandes équivalentes de bruit pour différents services

La Figure C.4 donne un exemple de bandes passantes équivalentes de bruit pour différents services tels que la porteuse résiduelle B_{rc} , les signaux audio (parole) B_a , plusieurs canaux de données (basse vitesse ou haute vitesse) $B_{s1}, \dots, B_{sn}$, la signalisation téléphonique B_{ts} .

Ces services doivent être considérés comme des services arbitraires qui peuvent être transmis par un terminal CPL d'usage général (analogique et/ou numérique).

De plus, nous considérons un canal de référence (virtuel) ayant une bande passante de bruit équivalent arbitraire B_r , qui est utilisé uniquement à des fins de calcul.

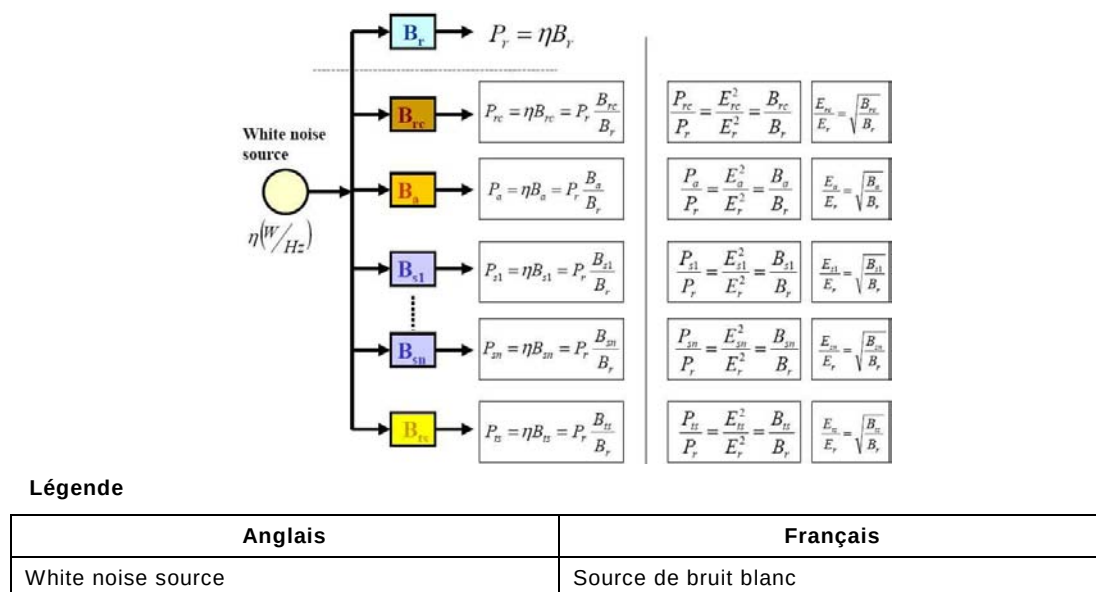


Figure C.5 – Bande équivalente de bruit pour différents services

Considérons, comme décrit sur la Figure C.5, un banc de filtres, ayant chacun les bandes passantes mentionnées, et tous étant alimentés par une source de bruit blanc ayant une densité de puissance spectrale $\eta(W/Hz)$.

Bien entendu, la puissance moyenne à la sortie de chaque filtre est proportionnelle à sa bande passante:

$$P_i = \eta B_i, \quad (C.17)$$

et si nous considérons la puissance de sortie du canal de référence

$$P_r = \eta B_r, \quad (C.18)$$

$$\text{nous pouvons écrire } P_i = P_r \frac{B_i}{B_r}. \quad (C.19)$$

Par conséquent, la puissance correspondant à chaque service peut être reliée à la puissance du canal de référence et au rapport des bandes passantes correspondantes.

Si chaque service a un PAPR similaire, le PEP et la puissance de crête de chaque service sont proportionnels à la puissance moyenne et, simultanément, proportionnels à E_i^2 , où E_i est la valeur de crête de chaque service:

$$\frac{P_i}{P_r} = \frac{B_i}{B_r} = \frac{E_i^2}{E_r^2}. \quad (C.20)$$

À partir de cette dernière formule, nous pouvons écrire:

$$\frac{E_i}{E_r} = \sqrt{\frac{B_i}{B_r}}. \quad (\text{C.21})$$

Conformément à la situation présentée sur la Figure C.3, nous pouvons écrire la valeur de crête du signal combiné (tous les services réunis) sous la forme de la somme de toutes les valeurs de crête et développer l'expression de la façon suivante:

$$\begin{aligned} E_{PEP} &= E_{rc} + E_a + \left(\sum_{i=1}^n E_{si} \right) + E_{ts} \\ \frac{E_{PEP}}{E_r} &= \frac{E_{rc}}{E_r} + \frac{E_a}{E_r} + \left(\sum_{i=1}^n \frac{E_{si}}{E_r} \right) + \frac{E_{ts}}{E_r} = \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}}, \end{aligned} \quad (\text{C.22})$$

$$\begin{aligned} E_{PEP} &= E_{rc} + E_a + \left(\sum_{i=1}^n E_{si} \right) + E_{ts} \\ \frac{E_{PEP}}{E_r} &= \frac{E_{rc}}{E_r} + \frac{E_a}{E_r} + \left(\sum_{i=1}^n \frac{E_{si}}{E_r} \right) + \frac{E_{ts}}{E_r} = \sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}}, \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

et en introduisant les concepts de PEP pour le canal de référence et pour le signal total :

$$\begin{aligned} \frac{P_{PEP}}{P_r} &= \left(\frac{E_{PEP}}{E_r} \right)^2 = \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2 \\ 10 \log \left(\frac{P_{PEP}}{P_r} \right) &= 10 \log P_{PEP} - 10 \log P_r = 10 \log \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2. \end{aligned} \quad (\text{C.24})$$

Si, dans cette formule, nous exprimons P_{PEP} et P_r en mW, nous pouvons écrire :

$$P_r(\text{dBm}) = P_{PEP}(\text{dBm}) - 10 \log \left[\sqrt{\frac{B_{rc}}{B_r}} + \sqrt{\frac{B_a}{B_r}} + \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{B_{si}}{B_r}} \right) + \sqrt{\frac{B_{ts}}{B_r}} \right]^2, \quad (\text{C.25})$$

où le P_{PEP} de l'émetteur et la P_r du canal de référence sont désormais exprimés en dBm, comme indiqué dans la formule elle-même.

Par conséquent, dans la formule (C.25), nous observons que si nous connaissons la P_{PEP} de l'émetteur et la bande passante de chaque service nous pouvons calculer la puissance P_r du canal de référence une fois que sa bande passante B_r a été déterminée et, désormais, à partir de (C.19), nous pouvons calculer la puissance attribuée au service, c'est-à-dire :

$$P_x(\text{mW}) = \frac{B_x}{B_r} P_r(\text{mW}), \quad (\text{C.26})$$

ou

$$P_x(\text{dBm}) = P_r(\text{dBm}) + 10 \log \frac{B_x}{B_r}. \quad (\text{C.27})$$

La théorie décrite jusqu'ici suppose un traitement équitable pour chaque service, c'est-à-dire une puissance moyenne de signal proportionnelle à la bande passante équivalente de bruit pour chaque service. L'effet subjectif du processus de compression-extension pour la transmission vocale analogique n'a pas été pris en compte. De plus, il a été supposé que les PAPR de chacun des services sont égaux.

Annexe D (informative)

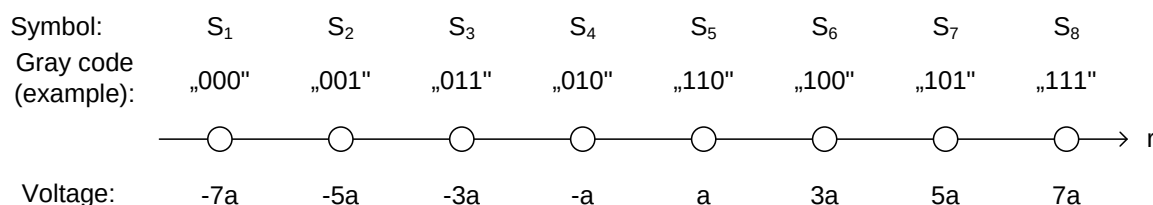
Rendement de bande passante

Le rendement de bande passante d'une liaison DPLC est le débit de données pouvant être atteint, divisé par la bande passante de transmission pour un rapport signal-bruit (SNR) et un taux d'erreurs sur les bits TEB donnés.

La plupart des modems DPLC utilisent la modulation d'amplitude en quadrature (QAM), avec une porteuse unique ou avec des porteuses multiples. Les deux types de modulation produisent essentiellement le même rendement de bande passante.

La QAM peut être considérée comme la superposition de deux signaux modulés en amplitude d'impulsion (PAM) X_i et X_q modulés sur deux porteuses de même fréquence mais déphasées de 90 degrés. Lorsque les deux signaux PAM X_i et X_q ont une bande passante B , le signal QAM modulé a une bande passante $2B$. Le débit de données QAM est deux fois plus élevé que le débit de données PAM de X_i ou X_q seul. Cependant, lorsque l'on n'émet qu'un seul signal PAM, on peut utiliser une modulation de bande latérale unique, de sorte que le signal PAM modulé a la même bande passante B que le signal non modulé, de manière à n'occuper que la moitié de la bande passante du signal QAM modulé. En conséquence, QAM et PAM ont le même rendement de bande passante. Dans ce qui suit, on évalue le rendement de la PAM étant donné qu'il est plus simple à calculer que celui de la QAM.

La Figure D.1 ci-dessous représente la constellation de signal pour la PAM avec 8 pas d'amplitude (8-PAM) à l'entrée du décodeur du récepteur. Dans la bande passante B , ce système PAM peut transmettre $\log_2(8) = 3$ bits dans chaque intervalle de temps $T = 1/(2B)$. Le rendement résultant est de 3 bits/(BT) = 6 bits/s/Hz.



Légende

Anglais	Français
Symbol:	Symbole:
Gray code (exemple):	Code de Gray (exemple):
Voltage:	Tension:

Figure D.1 – Constellation de signal 8-PAM

Le rendement d'une transmission M-PAM est donné par :

$$E = 2B * \log_2(M) / B = 2 * \log_2(M) = \log_2(M^2). \quad (D.1)$$

Pour des données aléatoires, les niveaux d'amplitude M ont les mêmes probabilités d'apparition. Selon la relation

$$\sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2 = \frac{1}{6} M * (M^2 - 1), \quad (D.2)$$

la puissance moyenne du signal M-PAM est :

$$S = \frac{1}{M} \sum_{i=-M/2}^{M/2} a^2 (2i-1)^2 = \frac{2}{M} a^2 \sum_{i=1}^{M/2} (2i-1)^2 = \frac{1}{3} a^2 (M^2 - 1). \quad (D.3)$$

NOTE Pour $M \gg 1$, on obtient un rapport valeur de crête sur valeur moyenne (PAR) de $20 \log(3) = 9,5$ dB. Le PAR de modems DPLC sera, en pratique, plus élevé de quelques dB.

La résolution de la formule (D.3) pour M^2 et l'insertion du résultat dans la formule (D.1) produit :

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3S}{a^2} \right). \quad (D.4)$$

En présence de bruit, des erreurs de symbole se produisent lorsque la valeur absolue de la tension de bruit n à l'entrée du décodeur dépasse a . Pour un bruit gaussien de puissance moyenne N à l'entrée du décodeur, la fonction de densité de probabilité (pdf) est :

$$pdf(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left(-\frac{n^2}{2N}\right). \quad (D.5)$$

La probabilité d'erreur de symbole ou le taux d'erreurs de symboles (SER) pour tous les symboles à l'exception du premier et du dernier symbole, S_1 et S_M , s'obtient par :

$$SER = \Pr(n > a) + \Pr(n < -a) = 2 \int_a^{\infty} pdf(n) dn = \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2N}}\right). \quad (D.6)$$

où $\operatorname{erfc}(\)$ est la fonction d'erreur complémentaire

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-x^2) dx. \quad (D.7)$$

En supposant $M \gg 1$, le fait que la probabilité d'erreur de symbole pour le 1^{er} et le $M^{\text{ème}}$ symbole soit la moitié de la valeur donnée par (D.6) peut être ignoré, de sorte que (D.6) est une bonne approximation du taux d'erreurs de symboles.

La résolution de la formule (D.6) pour a conduit à :

$$a = \sqrt{2N} * \operatorname{erfcinv}(SER), \quad (D.8)$$

où $\operatorname{erfcinv}(\)$ est la fonction d'erreur complémentaire inverse. L'insertion de ce résultat dans (D.4) produit :

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3}{2 * \operatorname{erfcinv}^2(SER)} * SNR \right), \quad (D.9)$$

où $SNR = S/N$ est le rapport signal-bruit.

Si l'on utilise un code Gray pour la mise en correspondance des bits aux symboles, comme décrit dans l'exemple, les symboles adjacents ne diffèrent que d'un bit. Si la tension de bruit efficace est faible par rapport à a , la plupart des erreurs de symbole consistent à sélectionner un symbole adjacent au symbole correct, de manière à ne produire qu'une seule erreur de bit par erreur de symbole. Dans ces conditions, le taux d'erreurs de symboles TES est pratiquement égal au taux d'erreurs sur les bits (TEB). En remplaçant le TES par le TEB dans (D.9), le résultat final pour le rendement de bande passante d'une liaison DPLC est :

$$E = \log_2 \left(1 + \frac{3}{2 * \operatorname{erfcinv}^2(TEB)} * SNR \right), \quad (D.10)$$

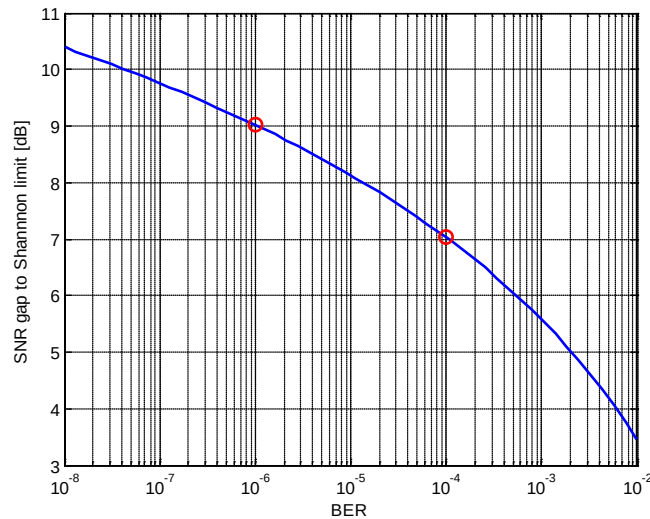
Il est intéressant de comparer ce résultat au rendement maximal d'un canal limité en bande pour une transmission sans erreur d'après Shannon ¹:

$$E_{Shannon} = \log_2(1 + SNR). \quad (D.11)$$

Bien entendu, il existe un intervalle de SNR entre E et $E_{Shannon}$ qui est donné par :

$$\text{intervalle } SNR = 10 * \log \left[\frac{2 * \operatorname{erfcinv}^2(TEB)}{3} \right] dB. \quad (D.12)$$

Cela est présenté sur la Figure D.2 comme fonction du TEB.



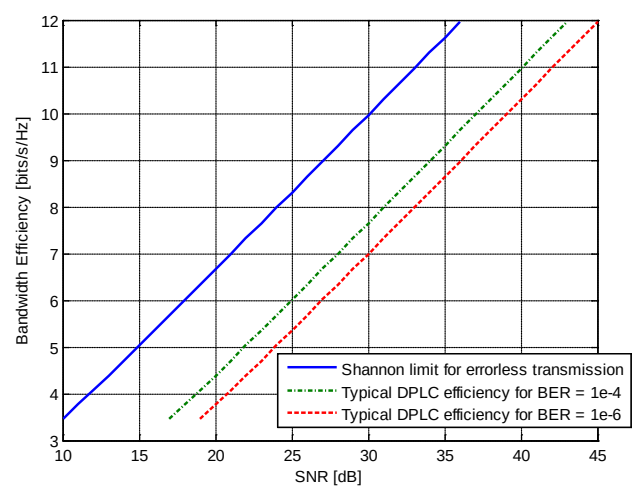
Légende

Anglais	Français
SNR gap to Shannon limit [dB]	Intervalle de SNR à la limite de Shannon [dB]
BER	TEB

Figure D.2 – Intervalle de SNR de rendement DPLC à la limite de Shannon

Pour des valeurs de TEB de 10^{-4} et 10^{-6} , les intervalles sont de 7,0 dB et 9,0 dB, respectivement. Les courbes de rendement pour ces valeurs de TEB sont décrites sur la Figure D.3, conjointement à la limite de Shannon.

¹ C.E. Shannon, Communication in the Presence of Noise, Proc. IRE, vol. 37, pp.10-21, 1949.



Légende

Anglais	Français
Bandwidth efficiency [bits/s/Hz]	Rendement de bande passante [bits/s/Hz]
Shannon limit for errorless transmission	Limite de Shannon pour la transmission sans erreur
Typical DPLC efficiency for BER = 1e-4	Rendement DPLC type pour TEB = 1e-4
Typical DPLC efficiency for BER = 1e-6	Rendement DPLC type pour TEB = 1e-6

Figure D.3 – Rendement DPLC pour TEB = 10⁻⁴ et 10⁻⁶ et limite de Shannon

Annexe E **(informative)**

Mesures de bruit

Les mesures de bruit ont été classées en fonction des réponses de différents détecteurs d'instrument de mesure à différentes caractéristiques de bruit. Ces distinctions sont utiles en raison de leurs différents effets sur différents types de récepteurs de porteuse.

La valeur de crête de bruit de ligne d'énergie est l'amplitude de tension maximale des impulsions récurrentes. Ce sont ces impulsions, par exemple, qui actionnent des circuits de déclenchement tels que ceux qui se trouvent dans les appareils de commutation électroniques.

Les valeurs de crête de bruit peuvent être mesurées par certains voltmètres de mesure de crête.

La valeur de quasi-crête de bruit est un niveau de référence lié à l'amplitude de crête et à la fréquence de répétition des impulsions. Elle est mesurée par un circuit de détection à temps de charge rapide et temps de décharge relativement lent (typiquement 1 ms et 600 ms, respectivement).

Pour des impulsions survenant à des fréquences de répétition élevées, la valeur de quasi-crête est proche de la valeur de crête. Le bruit de quasi-crête est une mesure de l'effet masquant du bruit en tant que fond pour la parole.

Les valeurs de quasi-crête peuvent être mesurées uniquement par des dispositifs de mesure de bruit qui ont des caractéristiques de détection appropriées. Les mesures de quasi-crête sont très utilisées pour les mesures de bruit affectant la radiodiffusion, mais elles n'ont jamais été beaucoup utilisées dans des applications de porteuse.

La valeur moyenne du bruit est sa tension moyenne sur une période finie.

Elle est définie comme l'aire sous la courbe amplitude-temps divisée par la longueur de base (durée).

Le bruit moyen affecte la sortie c.c. du récepteur-détecteur pour les fonctions télégraphiques, pour le relayage des ondes continues ou pour les fonctions d'impulsion actif-inactif.

Les valeurs moyennes du bruit peuvent être mesurées par des voltmètres sélectifs de fréquence de porteuse de bande passante connue. De plus, le bruit moyen peut être dérivé de mesures de bruit audio effectuées à la sortie d'un récepteur de porteuse à bande latérale unique. Étant donné que l'énergie du bruit est distribuée sur l'ensemble du spectre de fréquence, les valeurs mesurées sont une fonction de la bande passante de l'instrument de mesure.

La valeur efficace du bruit est la tension efficace d'une onde sinusoïdale de référence qui aurait le même niveau de puissance moyen que le bruit mesuré.

Le bruit efficace est d'une importance secondaire dans l'équipement de porteuse.

Les valeurs mesurées de bruit moyen et efficace diminueraient de 3 dB si la bande passante diminuait de 2:1.

Le niveau de bruit sur une ligne d'énergie est déterminé par la génération et la propagation d'énergie de bruit.

Les phénomènes de propagation tels que l'atténuation, les réflexions et les absorptions affectent les tensions de bruit de la même façon qu'ils affectent les signaux porteurs souhaités.

L'amplitude du bruit de la ligne d'énergie diminue lorsque la fréquence augmente.

En règle générale, l'amplitude du bruit varie selon l'inverse de la fréquence.

Bibliographie

CISPR 22:2008, *Appareils de traitement de l'information – Caractéristiques des perturbations radioélectriques – Limites et méthodes de mesure*

CEI 60038:2009, *Tensions normales de la CEI*

CEI 60044-1:1996, *Transformateurs de mesure – Partie 1: Transformateurs de courant*

CEI 60050-151:2001, *Vocabulaire Électrotechnique International (VEI) – Chapitre 151: Dispositifs électriques et magnétiques*

CEI 60255-5:2000, *Relais électriques – Partie 5: Coordination de l'isolement des relais de mesure des dispositifs de protection – Prescriptions et essais*

CEI 60255-22-1:2007, *Relais de mesure et dispositifs de protection – Partie 22-1: Essais d'influence électrique – Essais d'immunité à l'onde oscillatoire amortie 1 MHz*

CEI 60255-151:2009, *Relais de mesure et dispositifs de protection – Partie 151: Exigences fonctionnelles pour les protections à minimum et maximum de courant*

CEI 60353:1989, *Circuits-bouchons pour réseaux alternatifs*

CEI 60358-1:2012, *Condensateurs de couplage et diviseurs capacitifs – Partie 1 ; Règles générales*

CEI 60481:1974, *Groupes de couplage pour systèmes à courants porteurs sur lignes d'énergie*

CEI 60495:1993, *Équipements terminaux à courants porteurs sur lignes d'énergie, à bande latérale unique*

CEI 60663:1980, *Conception des systèmes à courants porteurs (à bande latérale unique) sur lignes d'énergie*

CEI 60721-3-1:1987, *Classification des conditions d'environnement – Partie 3: Classification des groupements des agents d'environnement et de leurs sévérités – Section 1 : Stockage*

CEI 60721-3-2:1997, *Classification des conditions d'environnement – Partie 3: Classification des groupements des agents d'environnement et de leurs sévérités – Section 2 : Transport*

CEI 60721-3-3:1994, *Classification des conditions d'environnement – Partie 3: Classification des groupements des agents d'environnement et de leurs sévérités – Section 3 : Utilisation à poste fixe, protégé contre les intempéries*

CEI 60721-3-4:1995, *Classification des conditions d'environnement – Partie 3: Classification des groupements des agents d'environnement et de leurs sévérités – Section 4 : Utilisation à poste fixe, non protégé contre les intempéries*

CEI 60834-1:1999, *Matériels de téléprotection des réseaux d'énergie électrique – Performances et essais – Partie 1: Systèmes de commande*

CEI 60870-5-101, *Matériels et systèmes de téléconduite - Partie 5-101: Protocoles de transmission – Norme d'accompagnement pour les tâches élémentaires de téléconduite (disponible en anglais seulement)*

CEI 60870-5-104, *Matériels et systèmes de téléconduite - Partie 5-104: Protocoles de transmission – Accès aux réseaux utilisant des profils de transport normalisés pour la CEI 60870-5-101*

CEI 61000-4-1, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-1: Techniques d'essai et de mesure – Vue d'ensemble de la série 61000-4*

CEI 61000-4-2, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-2: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'immunité aux décharges électrostatiques*

CEI 61000-4-3, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-3: Techniques d'essai et de mesure – Essai d'immunité aux champs électromagnétiques rayonnés aux fréquences radioélectriques*

CEI 61000-4-4, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-4: Techniques d'essai et de mesure – Essais d'immunité aux transitoires électriques rapides en salves*

CEI 61000-4-5, *Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 4-5: Techniques d'essai et de mesure – Essai d'immunité aux ondes de choc*

EN 50065-1:2011: *Transmission de signaux sur les réseaux électriques basse tension dans la bande de fréquences de 3 kHz à 148,5 kHz*

IEEE 643-2004, *Guide for Power-Line Carrier Applications*

IEEE 802.3 (2000): *Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD)*

IETF-RFC2544, *Benchmarking Methodology for Network Interconnect Devices*

CCIR 326-1:1967: *Power of radio transmitters, CCIR Green Book I, 14-29, ITU*

Recommandations de l'UIT-T série P: *Qualité de transmission téléphonique, installations téléphoniques et réseaux locaux*

Recommandations de l'UIT-T série M: M.1020 – 03/1993: *Maintenance: circuits internationaux loués*

Recommandations de l'UIT-T série G.100 à G.181: *Systèmes et supports de transmission, systèmes et réseaux numériques*

Recommandations de l'UIT-T série G.211 à G.544: *Systèmes et supports de transmission, systèmes et réseaux numériques*

Recommandations de l'UIT-T série G G.723.1: *Codeur vocal à double débit pour communications multimédias acheminées à 5,3 kbit/s et 6,3 kbit/s*

Recommandations de l'UIT-T série G G.821–12/2002: *Caractéristiques d'erreur d'une connexion numérique internationale fonctionnant à un débit inférieur au débit primaire et faisant partie d'un réseau numérique à intégration de services*

Recommandations de l'UIT-T série G G.822: *Objectifs de limitation du taux de glissement commandé dans une communication numérique internationale*

Recommandations de l'UIT-T série G G.823: *Régulation de la gigue et du dérapage dans les réseaux numériques basés sur la hiérarchie à 2048 kbit/s*

Recommandations de l'UIT-T série G G.824: *Régulation de la gigue et du dérapage dans les réseaux numériques basés sur la hiérarchie à 1544 kbit/s*

Recommandations de l'UIT-T série G G.826 – 02/1999: *Paramètres et objectifs relatifs aux caractéristiques d'erreur pour les conduits numériques internationaux à débit constant égal ou supérieur au débit primaire*

Recommandations de l'UIT-T série G O.41: *Psophometer for use on telephone-type circuits*

Recommandations de l'UIT-T série G O.71: *Impulsive noise measuring equipment for telephone-type circuits*

Recommandations de l'UIT-T série G O.95: *Phase and amplitude hit counters for telephone-type circuits*

Recommandations de l'UIT-T série M M.1020: *Caractéristiques des circuits internationaux loués de qualité spéciale avec adaptation spéciale sur la largeur de bande*

Recommandations de l'UIT-T série P P.800: *Méthodes d'évaluation subjective de la qualité de transmission*

Recommandations de l'UIT-T série P P.830: *Evaluation subjective de la qualité des codecs numériques à bande téléphonique et à large bande*

Recommandations de l'UIT-T série P P.862: *Evaluation de la qualité vocale perçue: méthode objective d'évaluation de la qualité vocale de bout en bout des codecs vocaux et des réseaux téléphoniques à bande étroite*

Annexe 10 de la Convention of International Civil Aviation Organization ICAO, Aeronautical Telecommunications, Volume V, Aeronautical Radio Frequency Spectrum Utilization

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

3, rue de Varembé
PO Box 131
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel: + 41 22 919 02 11
Fax: + 41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch