

2 ex



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET :

Etude d'une Liaison TELEPHONIQUE
par Câble sous - marin a 2580 voies

PROPOSE PAR : D. ZIOU (Ministère des PTT)

Dirigé par : R. AKSAS (Maitre Assistant)

S. BELHIS

REALISE PAR : M. OUGUED

JUIN 1983

BIBLIOTHEQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

الجامعة الوطنية للتكنولوجيا
مكتبة

لَيْسَ إِلَهٌ إِلَّا اللَّهُ

ما يريد الله ليجعل عليك من حرج ولكن
يريد ليطهرك وليبين نعمته عليك لعلك
تشكرون

سورة البقرة

يريد الله أن تنفق منكم وخلق الإنسان ضعيفا

سورة النساء

وما يعلم تأويله إلا الله والراسخون في العلم
يقولون يا فتية كل من عند ربنا وما يذكر إلا
أولوا الألباب

سورة العنكبوت

« صدق الله العظيم »

- D E D I C A C E S -
=====

- A LA MEMOIRE DE MA MERE.
- A MES PARENTS ET BEAUX PARENTS.
- A MES ENFANTS.
- A MES FRERES ET SOEURS.

- M O H A M E D -

- A MES PARENTS.
- A LA MEMOIRE DE MES GRANDS-PARENTS.
- A MES SOEURS.
- A TOUS CEUX QUI ME SONT CHERS (ES)

- S A L A H -

REMERCIEMENTS

Notre gratitude la plus profonde et la plus sincère à notre promoteur Monsieur R. AKSAS, pour nous avoir guidé par ses judicieux conseils, à l'élaboration de ce projet.

Nous exprimons notre vive et sincère reconnaissance à :

- Monsieur BAGHDADI DIRECTEUR DES TELECOMMUNICATIONS
- Monsieur ZIOU D. S/DIRECTEUR DE L'ENERGIE
- Monsieur MEHMEL INGENIEUR

Au Ministère des Postes et Télécommunications, pour l'aide technique effective et les encouragements qu'ils nous ont prodigués pendant notre travail.

Nous remercions également les personnels des centres de télécommunications d'El-Djemila, Bordj El Kiffan CA et Radio-maritime pour la documentation technique, ainsi que l'Ecole Supérieure des PTT de Malki pour la mise en page.

Nous tenons à remercier enfin tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

S O M M A I R E

D E S I G N A T I O N	P A G E
INTRODUCTION	1
DEFINITIONS - ABREVIATIONS	4
SYMBOLES ANALOGIQUES	6
 <u>CHAPITRE 1 : EQUIPEMENTS TERMINAUX MULTIPLEX</u>	
1.1 GENERALITES	8
1.2 PLAN DE FREQUENCE MULTIPLEX	12
1.3 MODULATION-DEMODULATION D'HYPERGROUPEES	16
1.4 PRODUCTION DES PORTEURS	18
1.5 PRODUCTION DES PILOTES D'HYPERGROUPEES	21
 <u>CHAPITRE 2 : EQUIPEMENTS TERMINAUX DE LIGNE</u>	
2.1 GENERALITES	23
2.2 PLAN DE FREQUENCE	26
2.3 CHAINE EMISSION	29
2.4 CHAINE RECEPTION	31
 <u>CHAPITRE 3 : EQUIPEMENTS DE LIGNE . .</u>	
3.1 LES CABLES SOUS-MARINS	33
3.2 CARACTERISTIQUES DES CABLES	35
3.3 LES REPETEURS	40
3.4 LES EGALISEURS	56
3.5 ORGANES DE PROTECTION	61
 <u>CHAPITRE 4 : TELESURVEILLANCE-CONTROLE-ALIMENTATION</u>	
4.1 TELESURVEILLANCE ET LOCALISATION DEFAUTS	64
4.2 TELESURVEILLANCE DES REPETEURS	66
4.3 LOCALISATIONS	70
4.4 ALIMENTATION	73
4.5 VOIES DE SERVICE	82
 <u>A N N E X E S</u>	
UTILISATION DES DECIBELS EN TRANSMISSION	86
RELATION NIVEAU PUISSANCE- NIVEAU TENSION	88
MODULATION - DEMODULATION	89
RAPPEL SUR LA PAIRE COAXIALE	92

I N T R O D U C T I O N

La pose des premiers câbles sous-marins télégraphiques dont le réseau s'est développé à l'échelle mondiale depuis 1880, a été le pas décisif qui a permis l'échange d'informations rapides entre continents.

A cet époque, les câbles étaient isolés à la gutta-percha, matière d'origine végétale dont les qualités électriques sont médiocres dès que la fréquence dépasse quelques centaines de Hertz. La première liaison télégraphique fut réalisée en Août 1850 par les frères Brett entre Cap Griz-Nez (France) et Cap Southerland (Angleterre). Un deuxième câble est posé l'année suivante, comportant quatre fils de cuivre de 1,65 mm de diamètre, gainé de deux couches de gutta-percha. Les quatre fils isolés formaient un toron revêtu de toile goudronnée et armé de dix fils de fer galvanisés de 7 mm de diamètre chacun. C'était là une protection utile contre les pêcheurs.

1852 : Le pays de Galles et l'Ecosse sont reliés à l'Irlande.

1853 : L'Angleterre, la Belgique et le Danemark.

1854 : L'Italie, la Corse et la Sardaigne.

1858 : 3.240 Km de câble sont posés par deux navires partis du milieu de l'Océan, l'un vers l'Irlande, l'autre vers Terre-Neuve.

Ce n'est qu'à partir de 1940, que l'industrialisation du polyéthylène et l'étude des répéteurs à grande fiabilité ont permis la réalisation des premières liaisons téléphoniques sous-marines, mais il a fallu attendre l'après-guerre 1945 pour les voir se réaliser par câbles munis d'amplificateurs immergés.

Ceci a été défini comme une extension de la transmission téléphonique au domaine sous-marin.

Ainsi, le premier câble sous-marin avec répéteurs immergés fut inauguré en septembre 1956. Il relia Oban (Ecosse) à Clarenville (Terre-Neuve), avec 36 circuits téléphoniques.

Citons pour mémoire :

- 1957 : Alger-Marseille comportant 28 répéteurs et 60 voies.
- 1958 : France-Amérique 16 voies.
- 1961 : Oran-Perpignan 39 répéteurs 60 voies.
- 1967 : Tétouan-Perpignan 39 répéteurs 96 voies.
- 1969 : Bizerte-Marseille 24 répéteurs 96 voies.
- 1972 : Alger-Pise(Italie) et Alger-Marseille 480voies chacune.
- 1 975 : Alger-Palma 480 voies 17 répéteurs.

L'évolution des liaisons téléphoniques par câbles sous-marins s'est effectuée en 3 périodes/

- Jusqu'en 1961, le câble coaxial est revêtu extérieurement d'une armure en fils d'acier. Pour sa première liaison Transatlantique, en 1956, la BELL TELEPHON LABORATIES utilise 2 câbles, un pour chaque sens de transmission. C'est une liaison N+N de 51 répéteurs espacés de 37 MN. En 1957 la CGE réalise la liaison Alger-Marseille ne comporte qu'un seul câble. C'est un N + N.

- Dans une deuxième étape, le système N+N est étendu aux traversées transatlantiques. Le câble armé est remplacé, pour les grands fonds, par un câble à porteur central. Cela permet d'accroître le diamètre du coaxial. A p pids égal, la bande passante est augmentée de 50%.

-Enfin les tubes des amplificateurs sont remplacés par des transistors. L'épaisseur de l'isolant du câble est augmenté de 1,5. Les capacités atteignent plus de 3.000 voies. L'intervalle entre répéteurs est réduit à 8 ou 10 MN.

Notre travail consiste à faire l'étude d'une liaison téléphonique sous-marine utilisant un câble coaxial à 25 MHz, permettant la transmission en ligne de 2.580 voies à 4 KHz ou 3 440 voies à 3 KHz, et, établir un plan de fréquence en conséquence pour cette liaison.

Ce travail nous a été confié par le service des câbles sous-marins du Ministère des Postes et Télécommunications.

Notre étude, tout en s'inspirant des liaisons à 480 voies 5 MHz déjà établies, consistera donc à prévoir les équipements nécessaires au fonctionnement de cette liaison à savoir :

- Les équipements multiplex, qui auront pour rôle de former la bande de transmission sous-marine à partir de n voies téléphoniques.

- Les équipements terminaux de ligne sous-marine et terrestre servant à émettre ou recevoir la bande ainsi constituée.

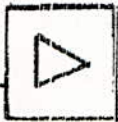

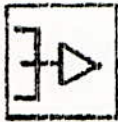



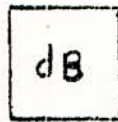

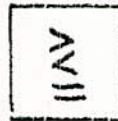


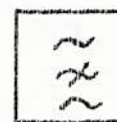

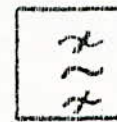
- Les équipements sous-marine assurant une meilleure transmission possible de cette bande.

DEFINITIONS - ABREVIATIONS

- Bande de base : Bande des fréquences occupées par le signal multiplex à l'entrée des équipements terminaux de ligne dans le sens émission et à la sortie de ces équipements dans le sens réception.
- Bande inférieure : Bande des fréquences transmise au câble correspondant à la bande de base transposée
- dB : Niveau absolu de tension, variable en fonction de la charge.
- dBm₀ : Niveau absolu de puissance en un point relatif zéro. C'est l'écart entre le niveau en puissance du signal téléphonique en un point quelconque du système et le niveau en puissance d'un signal secondaire mesuré en ce point. Un signal secondaire est un signal qui se superpose au signal téléphonique (pilote ou voie de service). D'une façon générale, ce niveau est conservé tout le long de la ligne.
- dB_r : Niveau relatif de puissance. C'est le niveau de puissance en un point de la liaison par rapport à un point de référence ou de niveau relatif à zéro, point où le niveau absolu de puissance émise sur une voie téléphonique active est égal à 0 dBm.
- dBm : Niveau absolu de puissance : indépendant de la charge.

- Fe** : Fréquence d'exploration émise dans la bande de transmission pour la mesure du gain de la fraction de ligne comprise entre la station émettrice et la sortie de l'amplificateur d'un répéteur quelconque permettant de déterminer le diagramme réel des niveaux tout le long de la liaison.
- Fi** : Fréquence d'identification émise en permanence par un répéteur et spécifique de celui-ci.
- GS** : Bande des fréquences occupée par l'association de 5 groupes primaires de 12 voies. Le groupe secondaire de base occupe la bande 312-552 KHz
- Hypergroupe (HG)** : Bande de fréquences continue obtenue par l'assemblage par modulation uniquement de groupes secondaires/.
- Pilote** : Signal secondaire de surveillance de la transmission.
- Terminal multiples** : Equipement effectuant la jonction entre la sortie des coupleurs de groupes secondaires et les équipements terminaux de ligne.
- Terminal de ligne** : Equipements effectuant la jonction entre les équipements terminaux multiplex et le câble.
- Voie** : Canal unidirectionnel de transmission occupant une largeur de bande de 3 ou 4 kHz.
- Voie de service** : Signal secondaire permettant la mise en communication téléphonique des techniciens des deux extrémités du câble sous-marin.

SYMBOLES ANALOGIQUES UTILISES

	Amplificateur		Modulateur-Démodulateur
	Amplificateur de couplage		Ecrêteur-Limiteur
	Amplificateur distributeur		Egaliseur
	Atténuateur		Désaccentuateur
	Compérateur		Préaccentuateur
	Complément de longueur		Filtre coupe-bande coupe fréquence
	Coupleur passif		Filtre passe-bande passe-fréquence



FILTRE PASSE-BAS



DIVISEUR DE FREQUENCE



FILTRE PASSE-HAUT



PRODUCTEUR D'HARMONIQUE



GENERATEUR



REGLAGE



REPETEUR



REGLAGE USINE



VOYANT



EQUILIBREUR

! CHAPITRE 1 :
! EQUIPEMENTS TERMINAUX MULTIPLEX !
!

1.1. GENERALITES :

Les équipements terminaux multiplex ont pour fonction de permettre l'emploi d'une voie commune pour réaliser plusieurs voies de transmission, grâce à la division de la bande des fréquences transmise par cette voie commune en bandes moins larges, dont chacune sert à constituer une voie de transmission distincte correspondant à une groupe secondaire normalisé.

En conséquence, les équipements terminaux multiplex assurent/

* Par modulation et couplage, l'association d'ensembles de n groupes secondaires en vue de constituer des ensembles de p voies appelés hypergroupes.

* La transposition et le groupement des hypergroupes de façon à constituer la voie commune de transmission (bande de base).

* La surveillance et le contrôle des différents hypergroupes au moyen de signaux pilotes.

SCHEMA SYNOPTIQUE

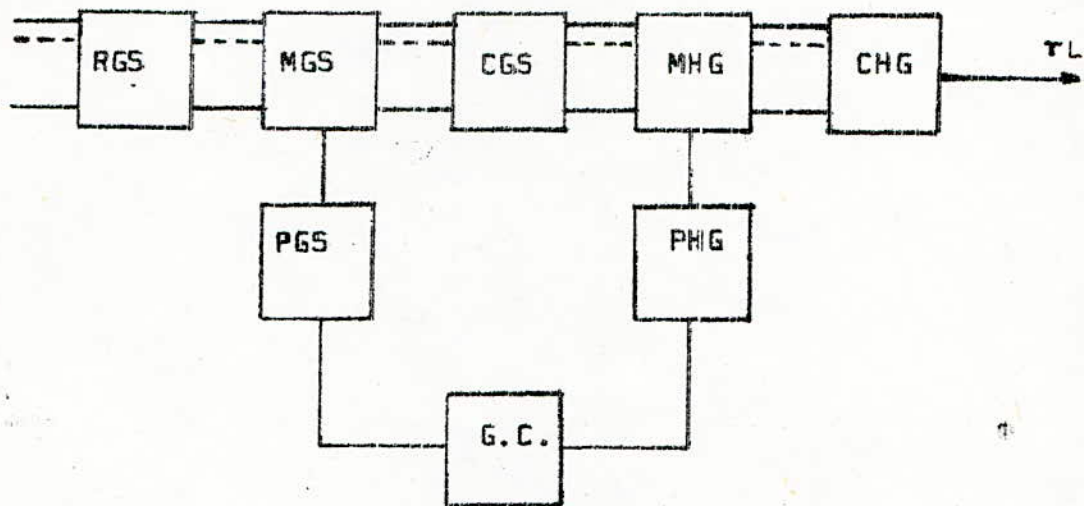


FIG.1.1

- RGS : Répartiteur de groupes secondaires
- MGS : Modulateurs de groupes secondaires
- CGS : Coupleurs de groupes secondaires
- PGS : Porteurs de groupes secondaires
- MHG : Modulateurs d'hypergroupes
- CHG : Coupleurs d'hypergroupes
- PHG : Porteurs d'hypergroupes
- GC : Générateur central
- TL : Terminal ligne.

Dans notre système d'étude et pour réaliser leurs fonctions, nos équipements multiplex utilisent le principe de répartition de fréquence.

A l'émission, des signaux de groupes secondaires modulent un courant porteur, de fréquence supérieure pour chacun d'eux, appelé courant porteur.

Par cette opération, chaque groupe secondaire est transposé en fréquence ($F-f$ et $F+f$). Par filtrage, l'une des bandes de fréquences transposées, par exemple $F-f$, est seule conservée.

Les fréquences des porteurs de groupes secondaires sont réparties de 248 en 248 KHz, pour admettre la bande de fréquence d'un groupe secondaire de base 312-552kHz.

Les groupes secondaires ainsi transposés seront groupés les uns à la suite des autres, dans l'échelle des fréquences de façon à former un hypergroupe.

On réalise ainsi différents hypergroupes contenant un certain nombre de groupes secondaires défini par notre plan de fréquences.

Ensuite, par un procédé identique et utilisant des porteurs d'hypergroupes, ceux-ci seront à leur tour groupés de façon à former la bande de base de transmission.

A chaque hypergroupe, il sera associé un signal secondaire de supervision dit pilote d'hypergroupe permettant de contrôler la qualité de transmission.

Citons pour mémoire que Les GS sont obtenus dans un autre endroit par un autre système à peu près comme suit:

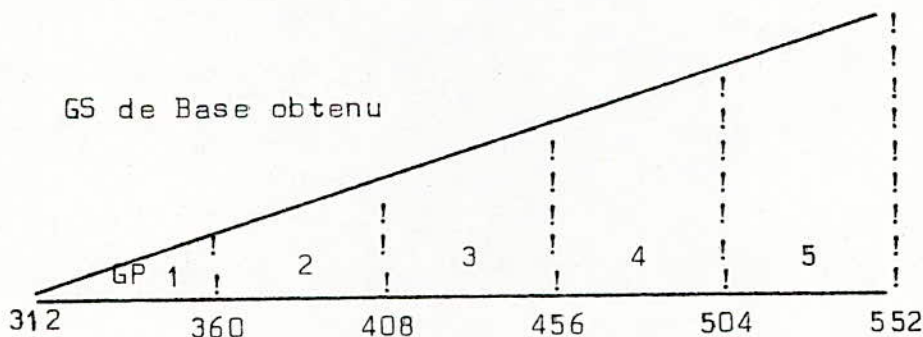
Une voie téléphonique occupe une bande de fréquence de 0,300 à 3,400 kHz.

12 voies modulées par leurs porteurs respectifs espacés de 4kHz et couplés forment un groupe primaire de base de bande de fréquence 60-108 KHz.

5 groupes primaires de base modulés respectivement par leurs porteurs espacés de 48 kHz, et couplés forment le groupe secondaire de base recommandé par le CCITT soit 312-552 kHz.

Plan de fréquences pour obtention d'un groupe secondaire

N° du GP	PORTEURS (kHz)	BANDE OBTENUE
1	420	312 - 360
2	468	360 - 408
3	516	408 - 456
4	564	456 - 504
5	612	504 - 552



1.2. PLAN DE FREQUENCE MULTIPLEX /

Pour occuper la bande de fréquence du câble utilisé et qui est de 25 MHz, on peut former 43 GS.

Groupe secondaire de base : 312-552 kHz recommandé par le CCITT, soit 60 voies de 4 kHz (240 kHz).

Groupes secondaires à transposer :

N° du GS	Porteur (KHz)	Bande obtenue (KHz)
1	1 364	312 - 1052
2	1 612	1 060 - 1 300
3	1 860	1 308 - 1 548
4	2 108	1 556 - 1 796
5	2 356	1 804 - 2 044
6	2 604	2 052 - 2 292
7	2 852	2 300 - 2 540
8	3 100	2 548 - 2 788
9	3 348	2 796 - 3 036
10	3 596	3 044 - 3 284
11	3 844	3 292 - 3 532
12	4 092	3 540 - 3 780
13	4 340	3 788 - 4 028

Hypergroupe de base pour les hypergroupes 2, 3 et 4.

On choisit les groupes secondaires de 1 à 10 couplés, plus un pilote de surveillance à 2 296 kHz. Le GS de base sera ainsi 812 - 3 284 kHz.

L'hypergroupe 1 sera formé des groupes secondaires de 1 à 13 couplés avec le pilote de surveillance à 2296.

Les autres hypergroupes transposés seront d'après le tableau ci-dessous.

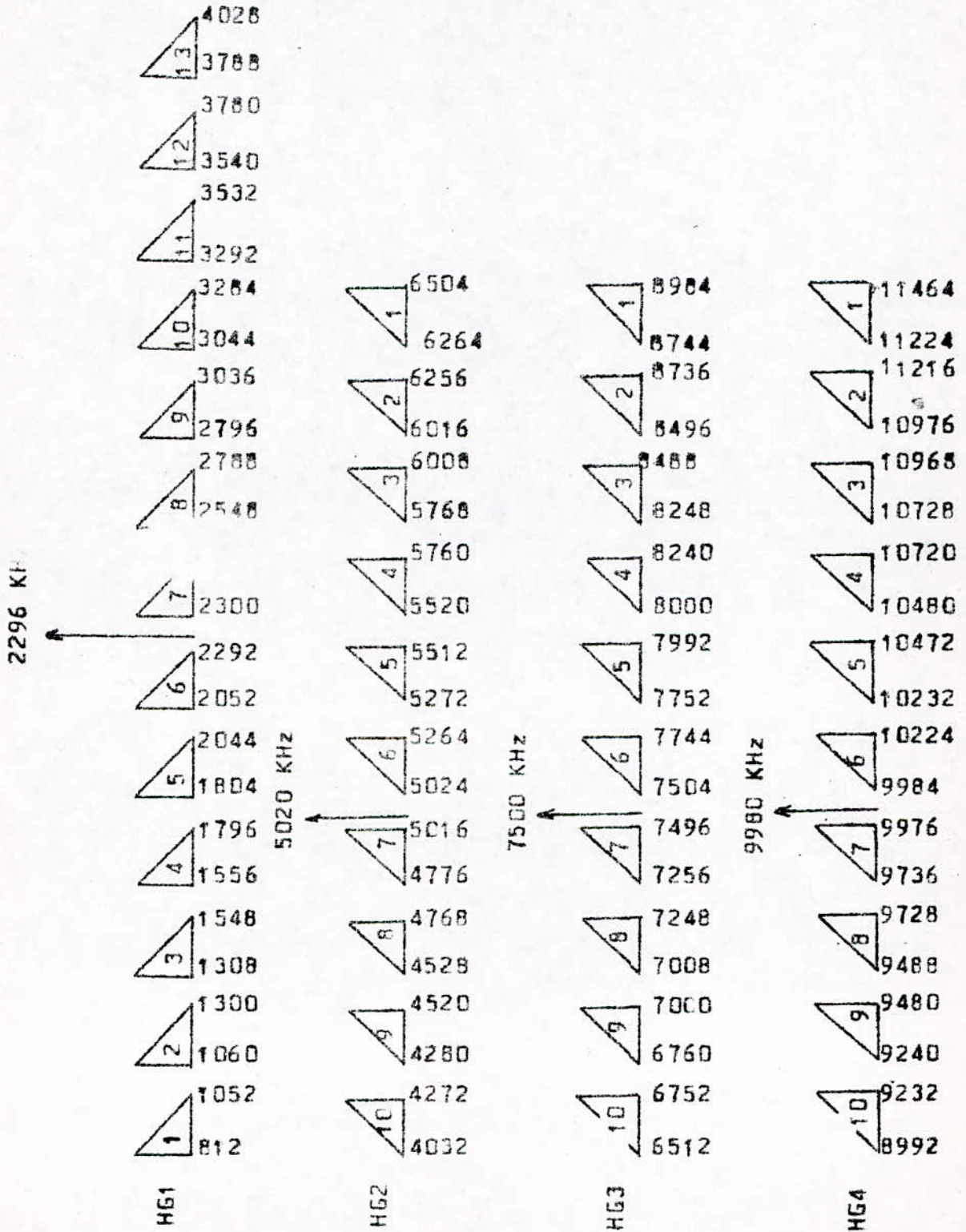
N° HG	Porteurs	Bande de fréquence	Pilote	nbre GS
Base	----	812 - 3 284	----	10
1	----	812 - 4 028	2 296	13
2	7 316	4 032 - 6 504	5 020	10
3	9 796	6 512 - 8 984	7 500	10
4	12 276	8 992 - 11 464	9 980	10

Nous aurons ainsi 43 groupes secondaires, soit $43 \times 60 = 2\,580$ voies à 4 kHz. Surveillance à 2296.

Le couplage des 4 hypergroupes obtenus formera la bande de base : 812 - 11 464 kHz. (FIG.1.3)

N° HG	Porteurs	Bande de fréquence	Pilote	nbre GS
Base	----	812 - 3 284	----	10
1	----	812 - 4 028	2 296	13
2	7 316	4 032 - 6 504	5 020	10
3	9 796	6 512 - 8 984	7 500	10
4	12 276	8 992 - 11 464	9 980	10

Fig. 1.2



B
A
N
D
E
D
E
B
A
S
E

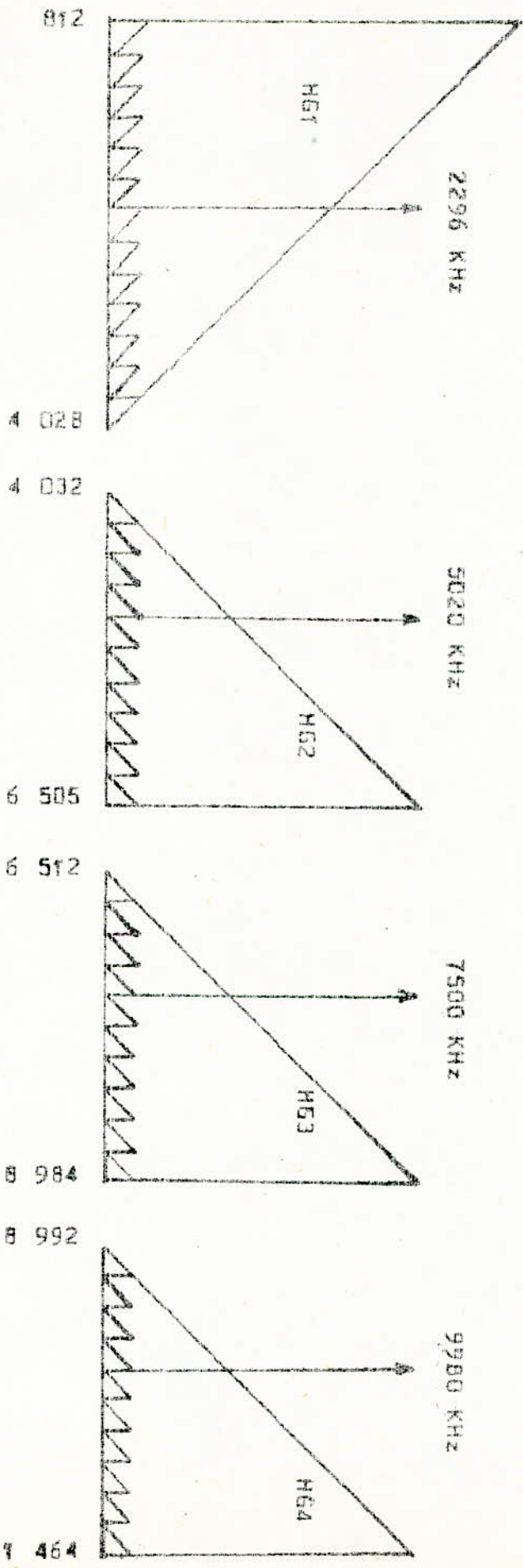
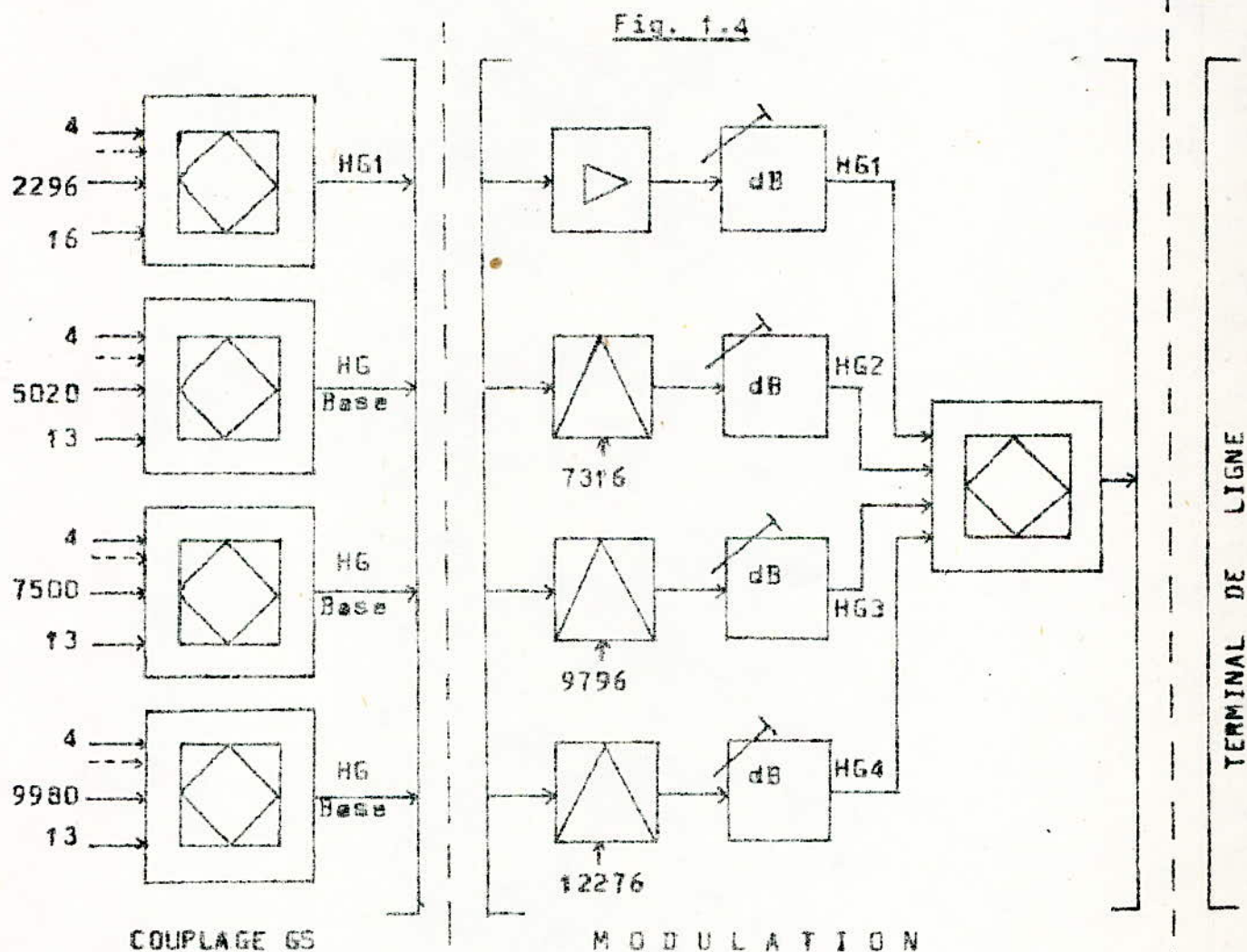


FIG. 1.3

1.3. MODULATION ET DEMODULATION D'HYPERGROUPE

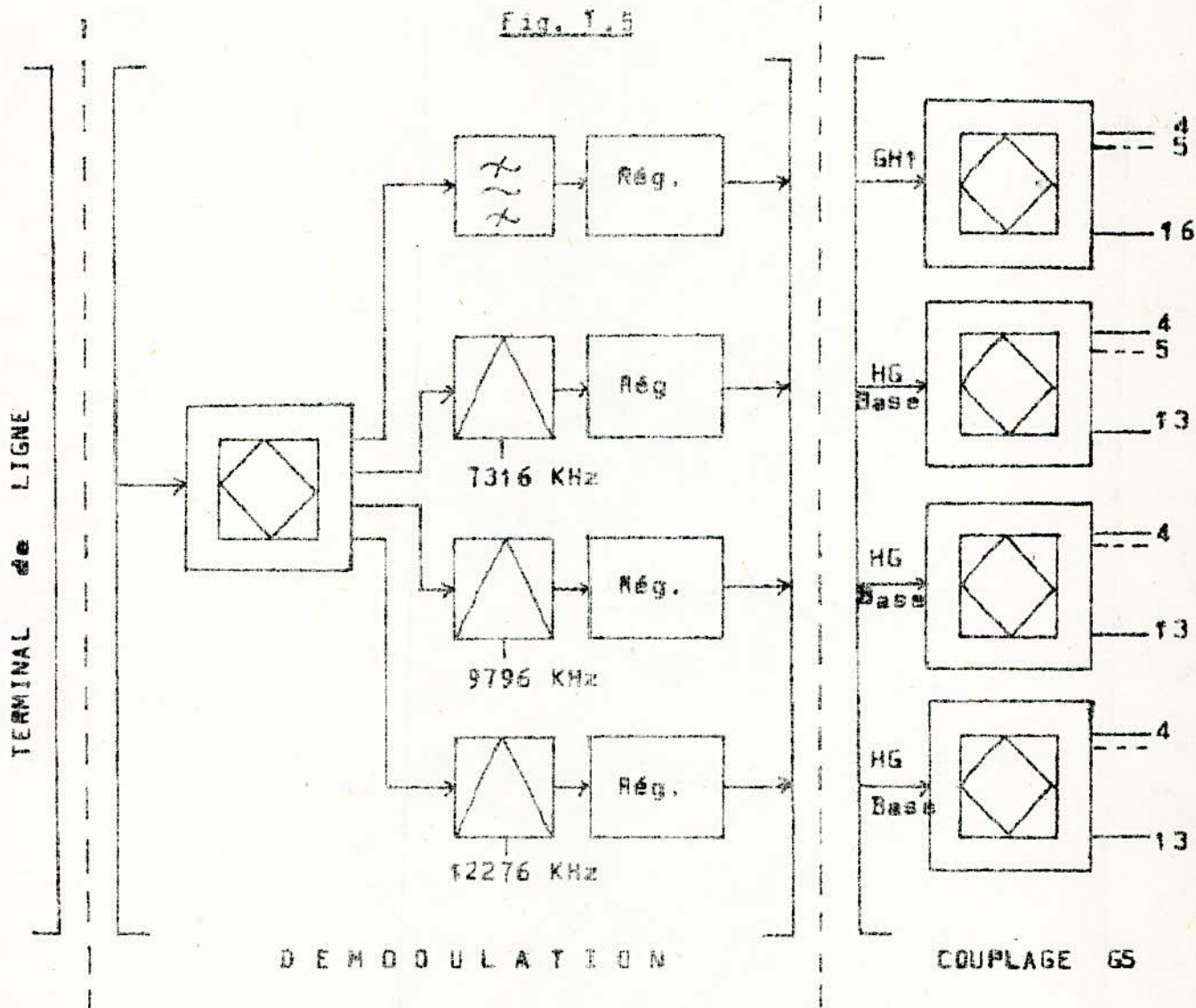
Les équipements de modulation et démodulation d'hypergroupes permettent, à l'émission, de constituer la bande de base 812-11464 KHz, qui sera transmise aux équipements terminaux de ligne, après transposition de l'hypergroupe de base (812-3284) en position HG2, HG3, HG4, occupant la bande 4 032-11 464 KHz, puis couplage de ceux-ci avec l'hypergroupe HG1 (812-4 028 KHz).

SCHEMA SYNOPTIQUE (Fig. 1.4.)



A la réception, la démodulation permet d'extraire de la bande de base 812-11464 KHz reçue des équipements terminaux de ligne, l'hypergroupe HG1 et démoduler les hypergroupes HG2, HG3 et HG4, pour les ramener dans l'hypergroupe de base 812-3284KHz.

SCHEMA SYNOPTIQUE (Fig.1.5)



Nota: Les régulateurs désignés ci-dessus seront utilisés pour supprimer les variations de niveau en réception des HG.

1.4. PRODUCTION DES PORTEURS

PRODUCTION DES PORTEURS DE GROUPES SECONDAIRES.

Les fréquences porteuses nécessaires aux modulateurs - démodulateurs de groupes secondaires seront obtenues à partir du signal à 124 KHz fourni par le générateur central.

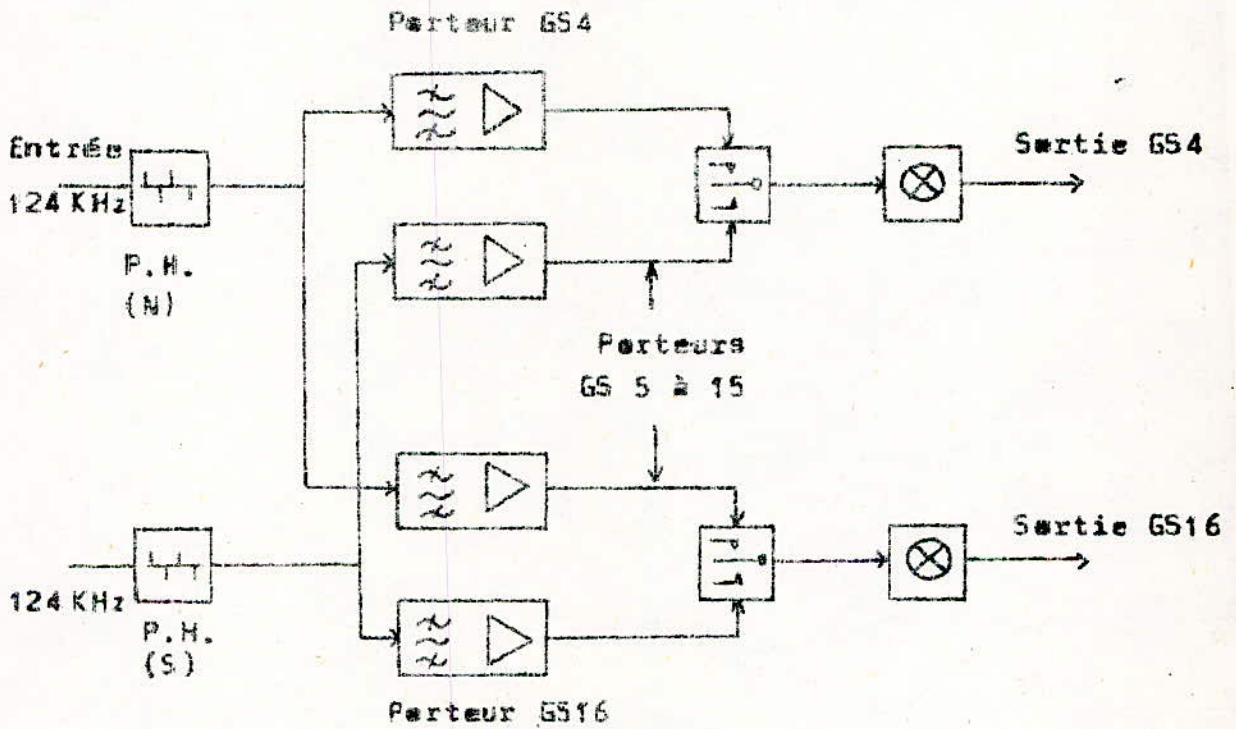
Ces fréquences correspondent aux harmoniques impairs, de rang 11 à 35, de la fréquence à 124 kHz.

Des filtres placés directement à la sortie du producteur d'harmoniques, sélectionnent l'harmonique correspondant à la fréquence du PGS à produire.

Rang du porteur	1	2	3	4	5	6	7
Fréquence en kHz	1364	1612	1860	2108	2356	2604	2852
Harmonique	11	13	15	17	19	21	23
<hr/>							
Rang du porteur	8	9	10	11	12	13	
Fréquence	3100	3348	3596	3844	4092	4340	
Harmonique	25	27	29	31	33	35	

Pour obtenir une sécurité de fonctionnement, deux chaînes de production identiques, connectées en parallèle, sont utilisées. L'une est bloquée et est prête à se substituer automatiquement à la chaîne normalement en service en cas de défaillance de celle-ci. (Fig. 1.6)

SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CHAINE



(Fig. 1.6)

PRODUCTION DES PORTEURS D'HYPERGROUPES

Le porteur de chaque hypergroupe est obtenu également à partir du signal à 124 kHz issu du générateur central.

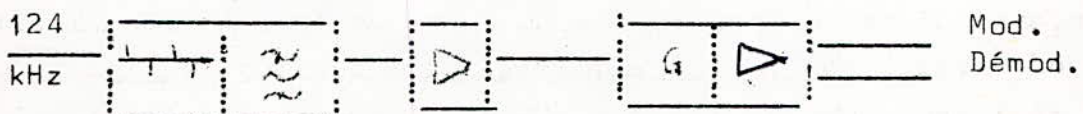
Ce signal à 124 kHz alimente un producteur d'harmoniques qui en assure la multiplication.

L'harmonique correspondant à la fréquence du porteur considéré est extraite par filtrage.

Hypergroupe	Porteur (kHz)	Multiplication
2	7 316	59
3	9 796	79
4	12 276	99

Le signal à la fréquence du porteur désiré est ensuite appliqué à un amplificateur régulateur qui fournit un signal à niveau constant quel que soit le rang de l'harmonique considéré.

Le signal porteur obtenu n'a pas une pureté suffisante pour être utilisé directement, aussi l'amplificateur régulateur est suivi d'un système de filtrage. Ce filtre est réalisé au moyen d'un oscillateur réglé et synchronisé, de porteur d'hypergroupe. Cet organe délivre un signal en phase avec le signal de référence qui, une fois amplifié et distribué, constitue le signal porteur utile.



1.5. PRODUCTION DES PILOTES D'HYPERGROUPES

La surveillance des signaux pilotes permet de s'assurer de la continuité de la liaison et de la stabilité des niveaux dans le temps.

Chaque hypergroupe sera surveillé par un signal pilote propre.

N° H.G.	Pilote (kHz)
1	2 296
2	5 020
3	7 500
4	9 980

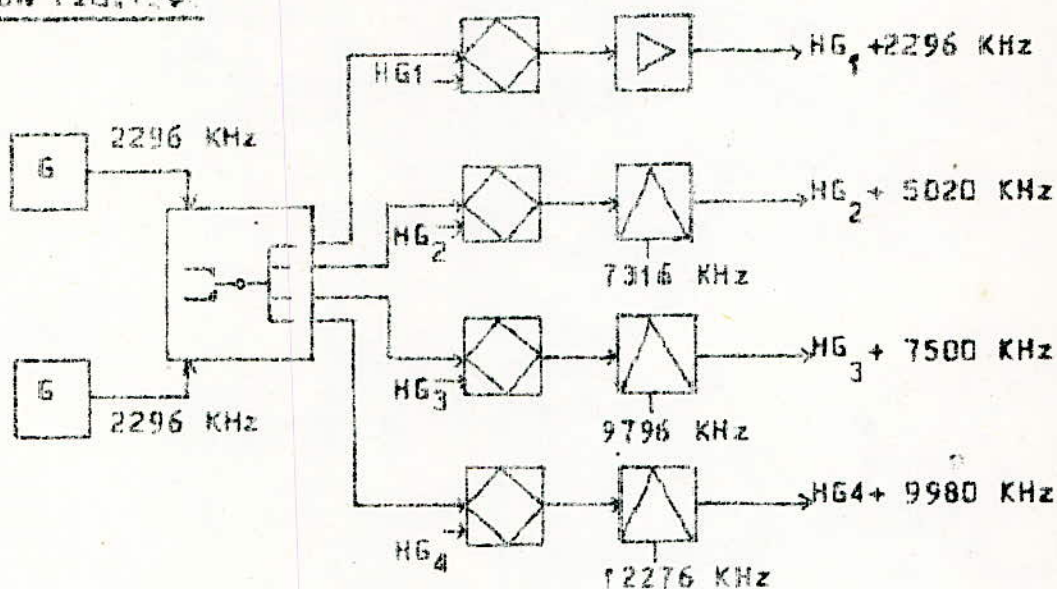
A l'émission, deux générateurs associés à un dispositif de permutation manuelle délivrent un signal de fréquence pilote à 2 296 KHz. Ce signal 2 296 modulé est injecté à l'entrée de chaque modulation d'hypergroupe. (FIG.1.8)

Il est modulé respectivement par les porteurs 7 316, 9 790, et 12 276 kHz et sera transformé en pilotes à 5 020, 7 500 et 9980 kHz.

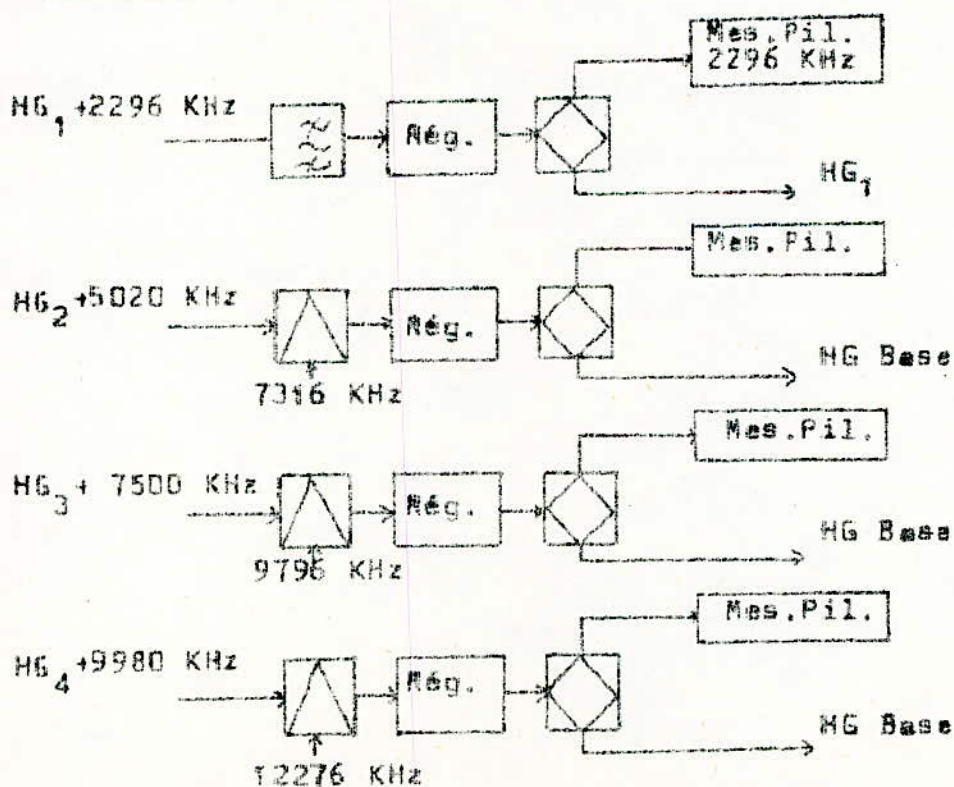


SCHEMA SYNOPTIQUE

EMISSION FIG. 1.8



RECEPTION FIG. 1.9



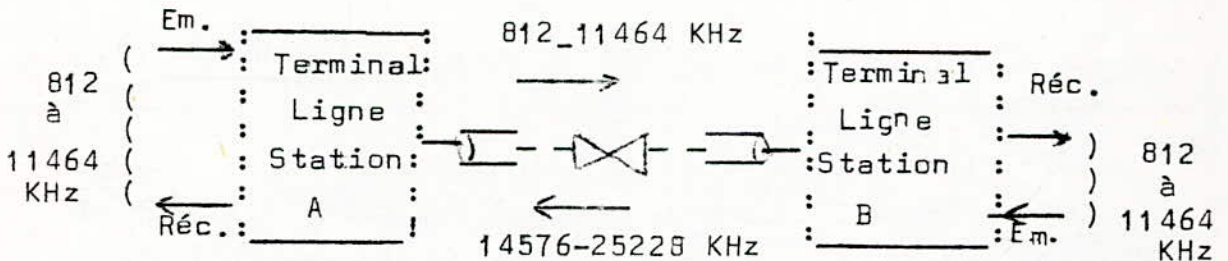
CHAPITRE 2
EQUIPEMENTS TERMINAUX DE LIGNES

2.1. GENERALITES :

Les équipements terminaux de ligne effectuent la jonction entre les équipements multiplex et le câble coaxial sous-marin. Cette liaison sera basée sur la technique de transmission N:N voies dans laquelle un groupe de N voies transmises dans un sens occupe une bande de fréquences distincte de celle occupée par le groupe du même nombre de voies transmis dans l'autre sens; chacune des deux bandes empruntant la même paire coaxiale.

Les répéteurs immergés sont bi-directionnels tandis que la liaison par câble terrestre, utilise la même bande de fréquences transmise dans les deux sens au moyen de deux paires coaxiales. Dans ce cas les répéteurs seraient unidirectionnels.

Schéma synoptique



Le terminal ligne A assure dans un sens la transmission au câble sous-marin, dans la bande de fréquence inférieure et, après adaptation des niveaux, les signaux téléphoniques issus des équipements multiplex. Dans l'autre sens, après adaptation des niveaux, et transposition de fréquence, assure la transmission aux équipements multiplex des signaux reçus du câble sous-marin, dans la bande supérieure.

A ces deux rôles s'ajoutent, l'émission, la réception et la surveillance des signaux pilotes associés à la bande de transmission.

Pour obtenir un maximum de sécurité de fonctionnement, les chaînes émission et réception des équipements terminaux de ligne seraient doublées, avec permutation automatique des chaînes.

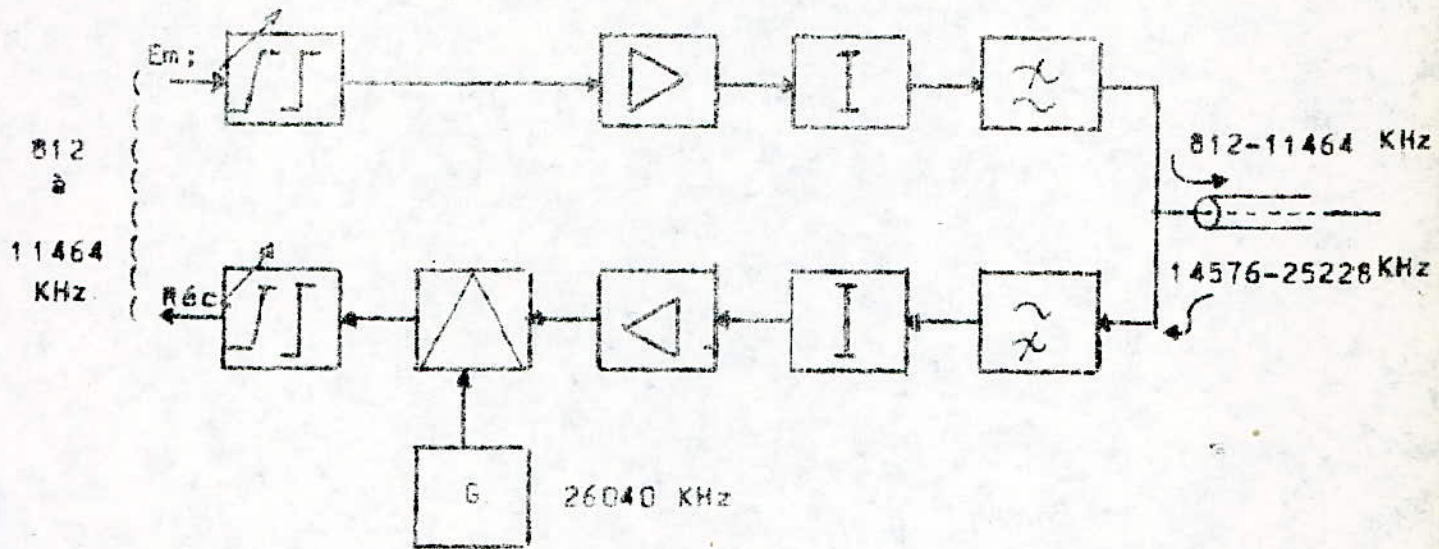
Du côté terrestre, les équipements terminaux de ligne assurent :

- Dans un sens, la transmission sur l'une des paires coaxiales du câble terrestre, après filtrage, amplification égalisation et correction des niveaux, les signaux issus de l'autre extrémité à l'équipement multiplex.(FIG.2.2)
- Dans l'autre sens, la transmissions des signaux issus des équipements multiplex vers l'autre extrémité après les mêmes corrections.(FIG.2.3)
- L'émission, la reception et la surveillance des signaux pilotes. Chaque système est accompagné de ses propres pilotes, il y'a lieu de les arrêter lors du passage d'un système à l'autre.

SCHEMAS SYNOPTIQUES

Términal A

FIG. 2



De la même manière, pour le terminal B on a :

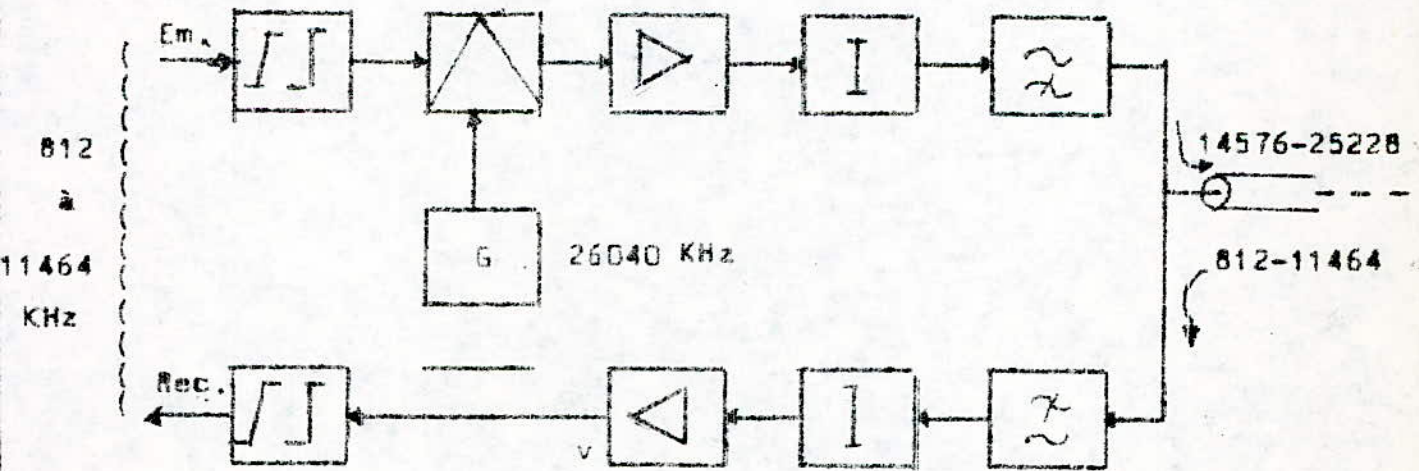


FIG. 2.3

2. 2. PLAN DE FREQUENCE

On rappelle que la station A émet en bande inférieure et reçoit en bande supérieure. Dans le sens émission A vers B, la bande inférieure contient:

- Les 43 GS émis dans la bande 812-11464 KHz, présentant ainsi une capacité de 2580 voies.
- La fréquence pilote principale de ligne à 4 030 KHz émise en permanence et permettant de surveiller la continuité de la liaison et la stabilité des niveaux.
- Les fréquences pilotes additionnelles de ligne à 1055,8 et 11 468 KHz, ces deux fréquences peuvent être émises continuellement et assurer les mêmes fonctions que le pilote principal.
- Les trois ou quatre voies de service émises dans la bande 792-804 KHz (788-804 KHz).

Les fréquences de télécommande des égaliseurs immergés émises dans la bande 11 662 - 11 722 KHz.

Dans le sens de réception de B vers A, la bande supérieure contient:

- Les 43 GS reçus dans la bande 14 576-25 228 KHz.
 - La fréquence pilote de ligne principale à 22 010 KHz.
- Les fréquences pilotes additionnelles à 14 571,8 et 24 984,2 KHz.

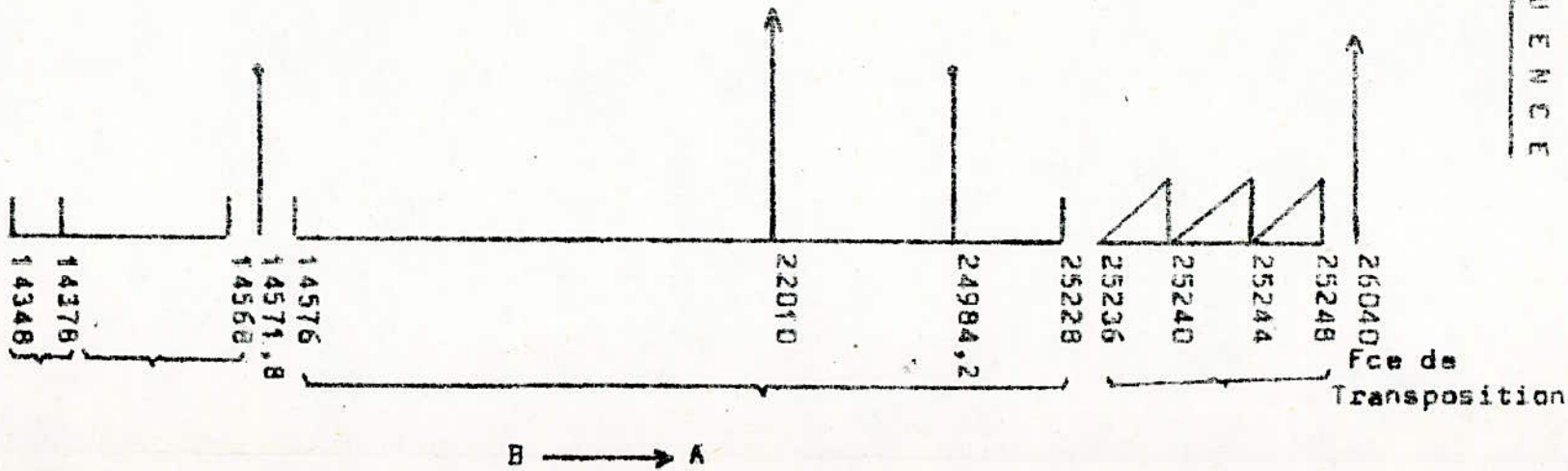
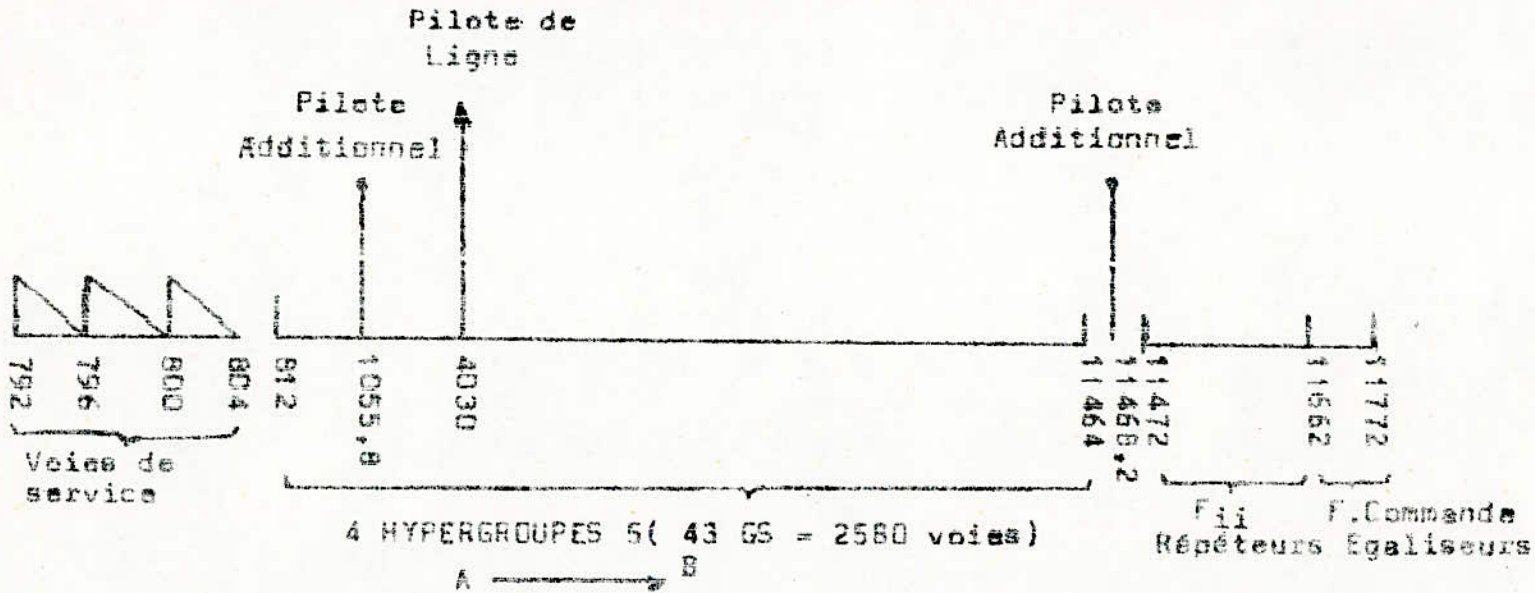
Les trois (ou 4) voies de service reçues dans la bande 25 236 - 25 248 KHz.

-- Les fréquences d'identification des répéteurs, dans la bande 14 378 - 14 568 KHz.

Les fréquences de retour de télécommande des égaliseurs immergés , dans la bande 14 348-14 378 KHz.

Les mêmes bandes de fréquences sont utilisées par la station B, seulement l'émission se fait en bande supérieure et la réception en bande inférieure.

On remarque que les pilotes sont situés dans l'interbande pour éviter d'éventuelles diaphonies avec les signaux téléphoniques.



PLAN DE FREQUENCE

2.3. CHAÎNE EMISSION (FIG.2.4.)

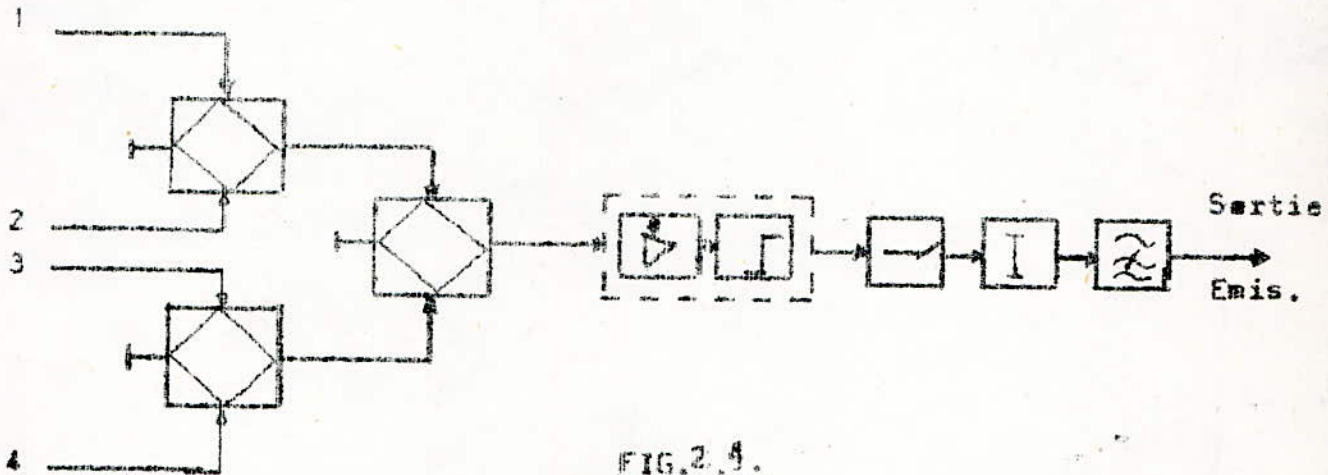


FIG.2.4.

Description de l'émission

-1- Cet équipement émissien permet la constitution et l'émission de la bande inférieure satisfaisant notre plan de fréquence du système étudié.

A l'entrée, des coupleurs réunissent tous les signaux formant cette bande.

- entrée 1. c'est un accès mesure permettant d'émettre les fréquences d'exploration, les pilotes additionnelles.
- entrée 2. accès pour les signaux téléphoniques issus de l'équipement multiplex.
- entrée 3. entrée des voix de service.
- entrée 4. accès pour pilote de ligne pour surveillance liaison.

Tous ces accès doivent ^{avoir} une impédance de 75 Ohms.

A la sortie des coupleurs, on place une chaîne d'environ 12 amplificateurs et 12 égaliseurs. Les amplificateurs sont à 26 dB et permettent d'obtenir un niveau suffisant à chaque sortie d'égaliseur.

Les égaliseurs permettent d'obtenir un meilleur rapport signal/bruit à la sortie des chaînes émission, et d'aligner et de corriger les éventuelles distorsions apportées par la chaîne.

L'impédance d'entrée Z_e des accès, mesurée dans la bande est telle que $\frac{Z_e-75}{Z_e+75} = 0,1$, celle des

accès de surveillance : $\frac{Z_{sv}-75}{Z_{sv}+75} = 0,05$

L'étude des câbles coaxiaux montre que les fréquences hautes sont plus atténuées que les basses fréquences et se trouvent ainsi défavorisées. Pour cela on doit rendre les niveaux de sortie des amplificateurs émission égaux à ceux des amplificateurs des émetteurs immergés. C'est le rôle d'un préaccentuateur placé après la chaîne d'amplification-égalisation.

Après préaccentuation, on place un complément de longueur permettant d'ajuster la longueur électrique de la première section de câble aux $2/3$ d'une section nominale.

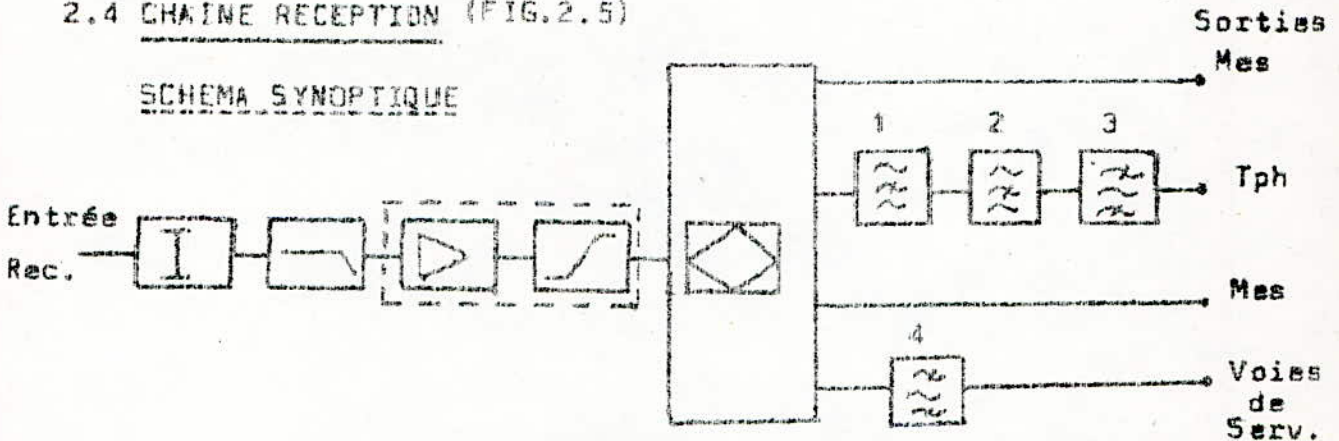
Un filtre coupe-bande 11662-11772KHz permettant de supprimer tous les signaux parasites pouvant provenir des équipements terminaux de ligne et tombant dans la bande des fréquences de commande des égaliseurs immergés.

NIVEAUX MESURES AUX ACCES

ACCES	FREQUENCES	N I V E A U X (dBr)	
		Nominal	Mesuré
Entrée Emission	Bande	-47	-47
Sortie émission	4287 KHz	-24,06	-24,85
	11464 KHz	-26,97	-26,95

Conclusions : - Le niveau diminue quand la fréquence augmente
 - Les niveaux mesurés sont égaux aux niveaux grâce aux différents points de réglage situés sur la chaîne émission.

2.4 CHAÎNE RECEPTION (FIG.2.5)



Le complément de longueur et la chaîne amplificatrice_égalisatrice jouent le même rôle qu'à l'émission
 Les filtres 1 et 2 coupent respectivement les pilotes additionnels 11468,2 et 1055,8 KHz. Le filtre 3 est un passe-bande inférieure.

MESURES DE NIVEAUX OBTENUS

ACCES	FREQUENCES	N I V E A U X (dBr)	
		Nominal	Mesuré
Entrée réception	812 KHz	-32,16	(-32,15)
	4030 KHz	-30,56	(-38,55)
	11464 KHz	-49,26	(-49,25)
Sortie réception	Bande	-33	(-33)

Grâce aux égaliseurs, on obtient un gain plat (-33 dBr) pour toute la bande de fréquences en sortie réception.

MESURES EFFECTUEES SUR LA LIAISON A 5 MHZ A BORDJ EL KIFFAN
LE 28.05.1983, A TITRE EXPERIMENTAL.

1. Gain entre entrée émission et sortie émission

F (KHz)	812	1025	1360	1760	2820	3510	4350	5000
GdB Théoriq.	27,6	27,4	27,1	26,7	26	25,5	24,9	24,6
G _{dB} Mesuré	27,5	27,5	27	26,5	26	25,5	25	24,5

Cette mesure a été faite entre l'accès entrée émission et l'accès sortie émission. On remarque que le gain est plus élevé en BF. La différence des gains théorique et réelle ne dépasse pas 1% pour toute la bande grâce aux corrections prévues à cet effet.

2. Gain entre entrée réception et sortie 2ème égaliseur de la chaîne.

F (KHz)	792	804	1025	1360	1760	2240	3510	4350	5000
G _{dB}	5,02	5,02	7,88	8,40	8,61	9,72	11,80	12,82	14,8

On constate la correction importante apportée par l'égaliseur pour favoriser les fréquences hautes.

CHAPITRE : 3

EQUIPEMENTS DE LIGNE

3.1. LES CABLES SOUS-MARINS

A la différence des systèmes terrestres, l'environnement des circuits en ligne sous-marine, s'il peut-être considéré comme stable en pression et en température, est caractérisé par son inaccessibilité en cours d'exploitation. Ceci impose donc de spécifier et de construire un câble coaxial dont les constantes secondaires d'une très grande régularité à la fabrication évoluent d'une manière prévisible lorsque le câble passe des conditions de l'usine à celle du fond de mer, (contraintes thermiques et dynamiques).

La liaison utilise différents types de câbles :

Câbles d'atterrissage : Ils assurent la jonction entre la station terminale et la ligne sous-marine. Ils sont protégés contre les inductions parasites d'origine électrique et radio-électriques. Deux types de câbles sont utilisés, l'un en parcours terrestres, l'autre est immergé depuis le rivage, sur une longueur d'environ 1 MN. Ce dernier comporte une protection mécanique.

Câbles de ligne : Ils constituent la ligne immergée proprement dite. Par petit fond, il est protégé contre les détériorations mécaniques (ancrage, chalutages etc.). Par grand fond, il n'a pas de protection mécanique, mais est capable de supporter des efforts de pose et de relevage importants.

DIFFERENTS TYPES DE CABLES UTILISES :

Types de câbles	Désignation	Utilisation
Grand fond à corde porteuse centrale	9,16/43,18 D' 2	Fonds 800 m
Petit fond à simple armure	8,02/38,1 A' 1	Fonds 100 à 800m
Petit fond simulateur à double armure	5,35/25,4 AA'S	Fonds de 15 à 100m
Petit fond simulateur à double armure et écran électromagnétique	5,35/25,4 AAP'S	de la plage jusqu'à des fonds de 15m ou à 1 MN de la terre
Parcours terrestre avec écran électromagnétique	--	entre la plage et la station
Simple armure	5,35/25,4	Pose en tranchée
Gaine renforcée	5,35/25,4 TGp's	Tirage en conduite

La constitution de la ligne sous-marine ainsi que la répartition des différents types de câbles utilisés sont déterminées d'après le profil le long du tracé et le mou moyen adopté.

Le mou maximum est fixé en général à 2,5 %.

3.2 CARACTERISTIQUES DES CABLES COAXIAUX AVEC CONDUCTEURS EXTERIEUR EN ALUMINIUM/

CABLE DE GRAND FOND (9,16/43,18 mm)

Conducteur central : C'est un conducteur composite comprenant :

- au centre, une corde d'acier à 41 fils. Le diamètre nominal sur cette corde est de 8,47 mm, la charge de rupture nominal, 92,5 kN.

- un ruban de cuivre longitudinal soudé et retreint sur la corde d'acier.

- la bande de cuivre utilisé a une résistivité de $0,016952 \pm 5 \cdot 10^{-5} \Omega \text{mm}^2/\text{m}$ à 20°C, sa charge de rupture ne dépasse pas 28,12 KgF/mm². Le diamètre extérieur nominal est de 9,16 mm.

Le diélectrique : Il est constitué d'un mélange à base de polyéthylène présentant les caractéristiques suivantes :

- permittivité nominale à 1 MHz, 20°C, $2,285 \pm 0$
- tangente de l'angle de perte à 30 MHz et 23°C $102 \pm 7 \text{ urd}$.

- diamètre nominal du diélectrique: 43,10 à 20°C

- les écarts du diamètre moyen, enregistrés sur chaque section d'amplification par rapport au diamètre nominal du diélectrique sont inférieurs à $\pm 0,025 \text{ mm}$.

Conducteur extérieur : constitué d'une bande d'aluminium appliqué longitudinalement et de façon serrée, sur le diélectrique avec un recouvrement parallèle à l'axe du câble, les parties en recouvrement étant isolées par un ruban en matière plastique, la résistivité de la bande d'aluminium est de $0,0270 \pm 0,0008 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$, d'épaisseur $0,455 \pm 0,025 \text{ mm}$.

Enveloppe extérieure de protection : la protection est assurée par une enveloppe à base de polyéthylène. L'épaisseur nominale est de 3 mm, et l'épaisseur minimale de 2,50 mm.

Le diamètre extérieur du câble terminé est de $50,7 \pm 0,5$ mm.

La valeur nominale de la partie réelle de l'impédance à 25 MHz est de 62 Ω .

Les valeurs de l'affaiblissement à 10°C et à la pression atmosphérique dans la bande 1 à 25 MHz sont les suivantes/

Fréquence en MHz	Affaiblissement en dB/MN
1	1,49
5	3,40
10	4,90
15	6,10
20	7,14
25	8,09

La longueur nominale de fabrication est en principe égale à celle de la section d'amplification, cette dernière est déterminée par le pas d'amplification, donc de l'affaiblissement d'un tronçon de câble. Le jonctionnement du conducteur intérieur est réalisé au moyen d'un manchonserti en acier. La reconstitution du diélectrique se fait par moulage. Chaque joint est essayé au rayon X et subit un contrôle dimensionnel. Pour garantir une charge de rupture au moins égale à 80% de celle du ruban avant jonctionnement, on soude le conducteur extérieur.

CABLES ARMES SOUS-MARINS ET TERRESTRES :

Le câble à simple armure est du type 8,02/38,1 mm
Les câbles à double armure ou à protection électromagnétique sont du type 5,35/25,4 mm. Ils ont la même impédance nominale que ceux des grands fonds. Les armures sont en fils d'acier galvanisés et gainés avec du néoprène. Dans le cas des câbles terrestres, la protection mécanique est assurée par une gaine polyéthylène extérieure renforcée pour câbles tirés en conduites

CABLES 5,35/25,4 mm :

Ce sont des câbles simulateurs avec protection électromagnétique, à simple ou double armure.

Le fil intérieur est constitué d'un fil de cuivre massif de 5,35 mm de diamètre nominal. Le diélectrique est constitué d'un mélange à base polyéthylène identique à celui des câbles de grands fonds. Le diamètre nominal sur isolant est de 25,4 mm. Le diamètre extérieur de l'enveloppe de protection en polyéthylène est de $32 \pm 0,5$ mm.

CABLES 8,02/38,1 mm :

C'est un câble à simple ou à double armure. Seules les caractéristiques dimensionnelles diffèrent de celles des câbles 5,35/25,4 mm. Diamètre intérieur 8,02 mm, diamètre nominal sur isolant 38,1 mm, diamètre extérieur de l'enveloppe de protection: $45 \pm 0,5$ mm.

VALEURS DE L'AFFAIBLISSEMENT A 10°C ET A LA PRESSION ATMOSPHERIQUE DANS LA BANDE 1 A 25 MHZ.

F :	1	5	10	15	20	25
dB/MN:	1,68	3,83	5,50	6,96	7,99	9,07

GRANDEURS CARACTERISTIQUES DU CABLE COAXIAL
TYPE 9,16/43,19mm

FREQUENCE (MHz)	$U_1 = \frac{d}{2} \sqrt{\mu w}$ cuivre	Rint en Ω/km (0,3535 $U_1 + 0,25$) $\times 1/R_0$	$U_2 = \frac{D}{2} \sqrt{\mu w}$ Aluminium	R ext en Ω/km (0,3535 $U_2 - 0,25$) $\times R_0$
0,7	82,012	5,602	300,220	2,014
1	98,072	9,071	358,830	2,402
5	219,103	20,204	802,362	5,380
10	309,921	28,542	1134,634	7,613
15	379,524	34,944	1389,500	9,322
20	438,250	40,335	1604,612	10,768
25	490,000	45,103	1794,000	12,043

	R en Ω/Km $R_{ext} + R_{int}$	Lint en $\mu H/Km$ $\frac{0,3535 U_1 \times R_0}{w}$	Lext en $\mu H/Km$ $\frac{0,3535 U_2 \times R_0}{w}$	Le $\frac{\mu \ln \frac{D}{d}}{2\pi}$
0,7	9,617	1,712	0,462	310
1	11,473	1,435	0,368	310
5	25,584	0,640	0,178	310
10	36,155	0,453	0,121	310
15	44,266	0,378	0,099	310
20	51,103	0,329	0,085	310
25	57,146	0,291	0,076	310

FREQUENCE (MHz)	L en uH/Km $L_{in} + L_{ex} + L_e$	C en uF/Km $\frac{2 \pi \epsilon}{\text{Log}(D/d)}$	$Z_e = \text{en } \Omega$ $\sqrt{L_e/C}$
0,7	312,174	0,0806	62,017
1	311,821	0,0806	62,017
5	310,818	0,0806	62,017
10	310,574	0,0806	62,017
15	310,477	0,0806	62,017
20	310,414	0,0806	62,017
25	310,367	0,0806	62,017
!!			
	α en dB/MN à 20°C	Vitesse de propagation m/S	
0,7	1,141	$2 \cdot 10^8$	
1	1,414	$2 \cdot 10^8$	
5	3,149	$2 \cdot 10^8$	
10	4,467	$2 \cdot 10^8$	
15	5,463	$2 \cdot 10^8$	
20	6,315	$2 \cdot 10^8$	
25	7,07	$2 \cdot 10^8$	

Nota: 1MN = 1855 m

3. LES REPETEURS

Généralités : Les répéteurs ont pour fonction de compenser l'affaiblissement d'une section de câble dans la bande 792-11722 kHz pour un sens de transmission, et dans la bande 14348-25248 kHz pour l'autre sens. Ils amplifient donc le signal téléphonique affaibli par sa propagation le long du câble. Leur nombre est d'autant plus grand que la fréquence maximum transmise, donc la capacité du système, est élevée.

A l'origine de la liaison, on trouve un amplificateur d'émission à la sortie duquel chaque voie est à un niveau relatif bien défini. Le signal émis dans chacune de ces voies se propage le long du câble et arrive affaibli à l'entrée du premier répéteur. Celui-ci ramène les niveaux à leur valeur initiale, mais, malheureusement, superpose au signal utile deux sortes de bruit, un bruit d'agitation thermique et un bruit dit d'intermodulation.

La puissance fournie par le répéteur reste inférieure à une certaine limite, appelée puissance de saturation, au delà de laquelle l'amplitude des produits d'intermodulation croît d'une façon très rapide, engendrant un bruit considérable.

Le choix du pas d'amplification dépend de la valeur que peut atteindre le gain du répéteur à la fréquence supérieure de la bande transmise, fréquence qui dans le cas présent est de 25 MHz environ, il est donc déterminé par l'affaiblissement linéique du câble et par les caractéristiques du répéteur (puissance de saturation et facteur de bruit).

Actuellement il est possible de réaliser des amplificateurs présentant un gain de l'ordre de 42 dB, auquel correspondait un pas d'amplification de :

- 5,135 MN de câble de grand fond (D'2) 9,16/43,18mm à conducteur extérieur en aluminium.

- 3,166 MN de câble à protection électromagnétique (AAP's, TGp's et Ap's) simple ou double armure, 5,35/25,4 mm. à conducteur extérieur en aluminium.

-

Les répéteurs sont insérés dans un câble à porteur central, la résistance aux pressions élevées est assurée par un boîtier cylindrique en acier inoxydable dont l'étanchéité est réalisée par un revêtement surmoulé en polyéthylène. Ce surmoulage permet d'éviter tout contact avec le boîtier métallique et l'eau de mer, éliminant ainsi tout risque de formation de couples métalliques, notamment en cas de coupure de la gaine extérieure du câble par exemple.

La jonction câble-répéteur est également isolée de l'eau de mer. L'ensemble de la jonction est placée dans une carcasse en stratifié verre-époxy qui assure la résistance à la traction (charge de rupture : 250 KN) et le raccordement aux têtes des sections de câble.

Dimensions du répéteur	
Diamètre de la partie cylindrique	350 mm
Longueur hors tout	1020 mm
Longueur des manchons de raccordement	770 mm
Poids total environ	200 Kg

PERFORMANCES ET CARACTERISTIQUES DES REPETEURS

Les caracteristiques principales des répéteurs du système peuvent être resumées comme suit :

- Courant d'alimentation : 365 mA
- DDP entre entrée et sortie du répéteur . . : 13 V environ
- Impédance d'accès : 61,7 Ω
- Bandes de fréquences : inférieure : 792-11722 KHz
- supérieure : 14368-25248 KHz
- Gain à la fréquence 25 MHz : 42 dB
- Niveau de saturation (environ) : + 23 dBm
- Affaiblissement de reflexion aux accès . . : >20 dB
- Affaiblissement du chemin de réaction à l'entrée de l'amplificateur : >60 dB

BRUIT

Il est demandé que la puissance de bruit ponderé par voie, rapportée en un point de niveau relatif zéro, reste inférieure à 1 pW/km.

Le bruit à l'extrémité réception est la somme de tous les bruits en ligne, chaque répéteur ajoute son propre bruit au signal utile. Les bruits thermiques s'ajoutent en puissance lorsqu'ils parviennent de sources non corrélées. Les bruits d'intermodulation s'ajoutent en puissance pour les produits d'ordre 2 et en tension pour les produits d'ordre 3.

Le bruit thermique est d'autant plus gênant que le niveau du signal utile est plus faible.

Si toutes les voies étaient émises au même niveau relatif à la sortie de l'amplificateur d'émission, celles situées dans la partie supérieure de la bande seraient à l'entrée du répéteur à un niveau très inférieure à celles situées dans la partie inférieure de la bande. Les voies de la partie supérieure recueilleraient beaucoup plus de bruit thermique que les voies de la bande inférieure. Les bruits d'intermodulation dus à la non linéarité du répéteur, seraient légèrement supérieurs pour les voies de rangs les plus faibles. Les voies de rang supérieur seraient alors défavorisées. Une différence de qualité suivant le numéro du rang de la voie n'est pas souhaitable.

C'est pourquoi à la sortie de l'amplificateur d'émission on relèvera les niveaux des voies de rang élevée par rapport à ceux des voies de rang inférieur. Ceci sera le fait de la préaccentuation. Avec ce procédé on atteint une qualité homogène tout en abaissant la limite supérieure du bruit pour l'ensemble des voies.

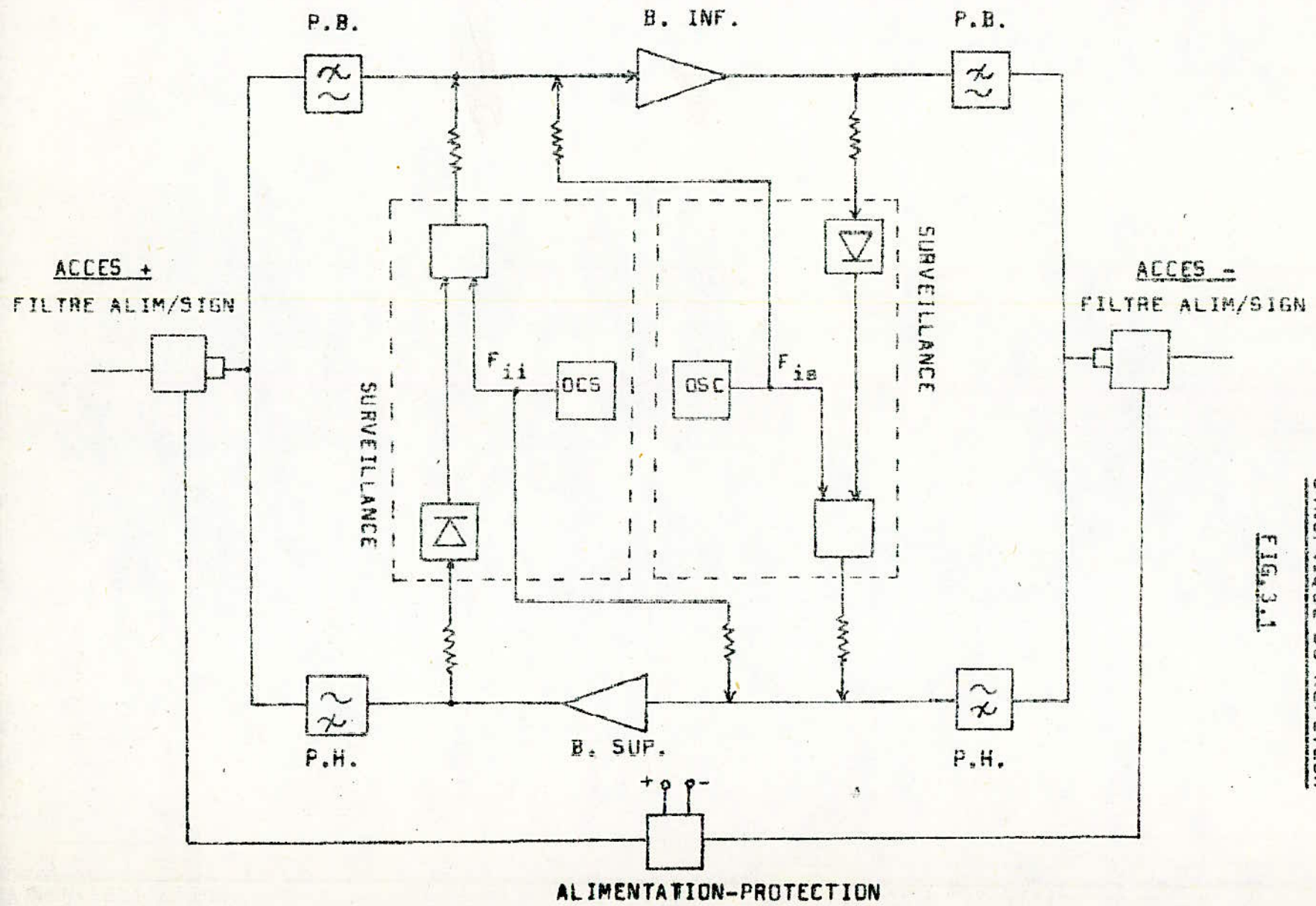
DESCRIPTION DU REPETEUR : (FIG.3.1)

Il comporte 5 groupes d'organes principaux :

- Un filtre téléalimentation signal avec translateur à chacune des extrémités assurant la séparation des courants téléphoniques et des courants d'alimentation.

Un groupe de filtres d'aiguillage des courants téléphoniques, assurant la séparation des bandes de fréquences transmises dans chaque sens.

- Deux amplificateurs à trois étages (un pour chaque sens de transmission) comportant chacun un réseau de contre-réaction en quadrature, permettant d'assurer une indépendance



SYNOPSIS DU REPETEUR
FIG. 3.1

quasi-totale du gain de l'amplificateur avec contre-réaction, vis à vis des variations éventuelles du gain sans contre-réaction, dues au vieillissement des éléments, et ce, pendant toute la durée de vie du système qui est estimé supérieure à 25 ans.

- Un dispositif de localisation des défauts et de télémessure de la liaison.
- Un circuit d'alimentation.

Par ailleurs des réseaux correcteurs disposés aux 2 accès du répéteur et à l'entrée du circuit d'alimentation protègent efficacement les transistors contre les surtensions accidentelles comme celles qui pourraient survenir en cas de rupture de câble par exemple.

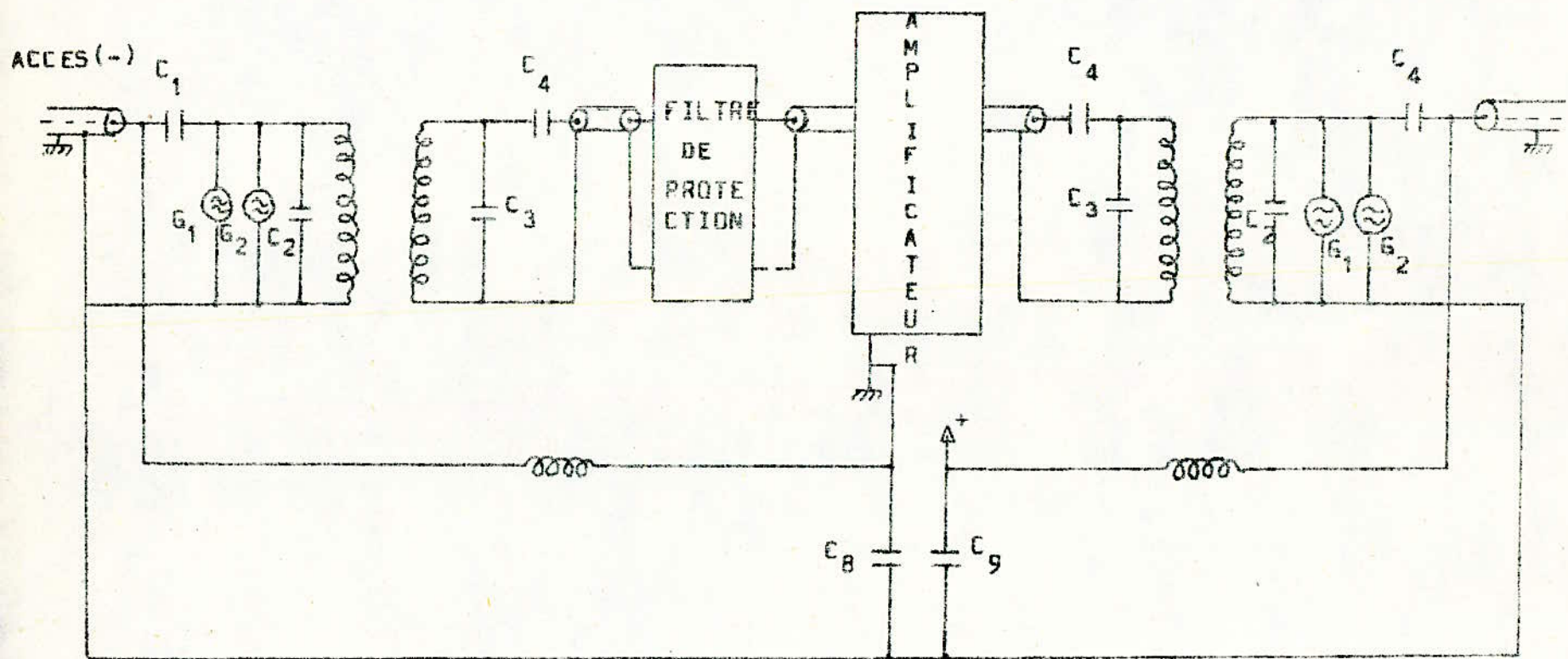
DESCRIPTION DES DIFFERENTS ORGANES DU REPETEUR

FILTRE D'AIGUILLAGE ALIMENTATION - SIGNAL (FIG.3.2)

Il a pour but de séparer les courants téléphoniques du courant continu d'alimentation transmis sur le même câble.

Les répéteurs sont alimentés en série. La chute de tension dans chaque répéteur étant de 13 V. Le courant d'alimentation 365 mA. Le potentiel du conducteur de retour du câble est à la mer. Il existe donc une très forte différence de potentiel, au début de la liaison, entre la masse locale de chaque répéteur et ce conducteur de retour.

Ces filtres d'aiguillage sont capables de supporter la contrainte diélectrique due à la différence de potentiel existant entre l'âme du câble et la mer.



FILTRE D'AIGUILLAGE ALIMENTATION-SIGNAL

FIG.3.2

Cette grande différence de potentiel est appliquée aux translateurs, aux condensateurs série C1 et aux condensateurs shunt C8 et C9. Les translateurs sont traversés par des signaux de fréquences et de niveaux très différents, ils doivent avoir une distorsion de non linéarité très faible et des éléments parasites petits. Pour la première condition il est nécessaire d'augmenter l'entrefer ce qui augmente l'inductance de fuite, le nombre de spires, donc les capacités parasites. Un compromis judicieux est donc nécessaire. Le circuit magnétique sera un pot coupé de volume suffisamment grand.

Les principales caractéristiques de ce réseau d'aiguillage sont:

- Une impédance d'accès constante à toutes fréquences, quelle que soit la paire de borne en mesure.
- Un affaiblissement très grand entre accès opposés.
- Une distorsion d'affaiblissement faible au voisinage de l'interbande et une distorsion de non linéarité très faible.

Les propriétés d'adaptation et de linéarité des filtres d'aiguillage jouent un rôle essentiel dans la spécification du répéteur, car elles conditionnent sa stabilité, la régularité de sa caractéristique gain/fréquence et la réduction des bruits d'intermodulation.

Le filtre comprend un aiguillage passe-bas, passe-haut à l'entrée et à la sortie de chaque répéteur.

Le filtre passe-haut assure le passage des courants téléphoniques tout en bloquant le courant d'alimentation.

La cellule comprend un condensateur et un transformateur à haute rigidité qui permettent la séparation électrostatique entre circuits à haut potentiel et circuits à bas potentiel. Ce filtre comporte en outre un système de protection primaire constitué de tubes parasurtension placés dans le chemin signal, limitant la tension et l'énergie transmise vers les protections secondaires.

Le filtre passe-bas laisse passer le courant d'alimentation; il présente un affaiblissement important pour les fréquences entrant dans le répéteur, de façon à éviter tout risque d'instabilité ou de réaction indésirable.

Le chemin d'alimentation est en outre muni de protections primaires et secondaires constituées respectivement de tubes parasurtension et de diodes zener.

A M P L I F I C A T E U R S /

Chaque amplificateur comporte 3 étages d'amplification, les deux premiers sont équipés de transistors SMO', l'étage de sortie d'un SM 07. Ce dernier demande une puissance de sortie importante.

Les transistors sont des NP NPN au silicium, étudiés spécialement avec pour objectif une très grande fiabilité. Ils sont montés dans un boîtier isolé du collecteur.

L'adaptation de chaque amplificateur dans la bande de fréquence affectée à chaque sens de transmission est assurée à l'entrée et à la sortie par un dispositif de contre réaction mixte qui permet d'utiliser au mieux la puissance disponible aux bornes du transistor de sortie et de réduire au maximum le facteur de bruit du répéteur.

L'amplificateur, à l'aide d'un réseau de contre-réaction sélectif, compense en majeure partie la distorsion d'affaiblissement de la section de câble précédant le répéteur. Le complément d'égalisation est réalisé à l'aide d'un réseau passif placée à l'entrée.

La phase contrôlé du réseau de contre-réaction et de la chaîne d'amplification, permet de réduire au maximum les variations d'amplification dues aux dispersions et à l'évolution dans le temps des caractéristiques électriques des transistors, et de réduire les effets des variations éventuelles du courant de téléalimentation.

L'entrée et la sortie des deux amplificateurs sont munies de systèmes de protection secondaires réalisés à l'aide de diodes rapides.

L'amplificateur de bande Inférieure est encadré en outre de filtres passe-haut supplémentaires empêchant, lors d'une rupture de câble, l'énergie très forte de la partie inférieure du spectre en fréquences, d'atteindre ces protections secondaires.

PROPRIETES DE L'AMPLIFICATEUR

- Gain avec contre-réaction sélective; il assure presque totalement la correction de la distorsion d'affaiblissement du câble (sauf en basse fréquence) et entièrement celle du filtre d'aiguillage. Le rôle de l'égaliseur d'entrée est ainsi réduit.

- Facteur de bruit de l'amplificateur inférieur à 2,6 dB dans la plus grande partie de la bande passante.

- Déphasage voisin de $\pi/2$ sur la boucle de réaction permettant de diminuer l'effet des variations de gain des transistors d'une manière spectaculaire (variation du courant d'alimentation, vieillissement).
- Distorsion de non linéarité faible grâce à un taux de contre-réaction assez important même en fin de bande utile (20,8 dB).
- Marge de stabilité suffisante : * Marge de phase de 30°
* Marge de gain de 4 B.

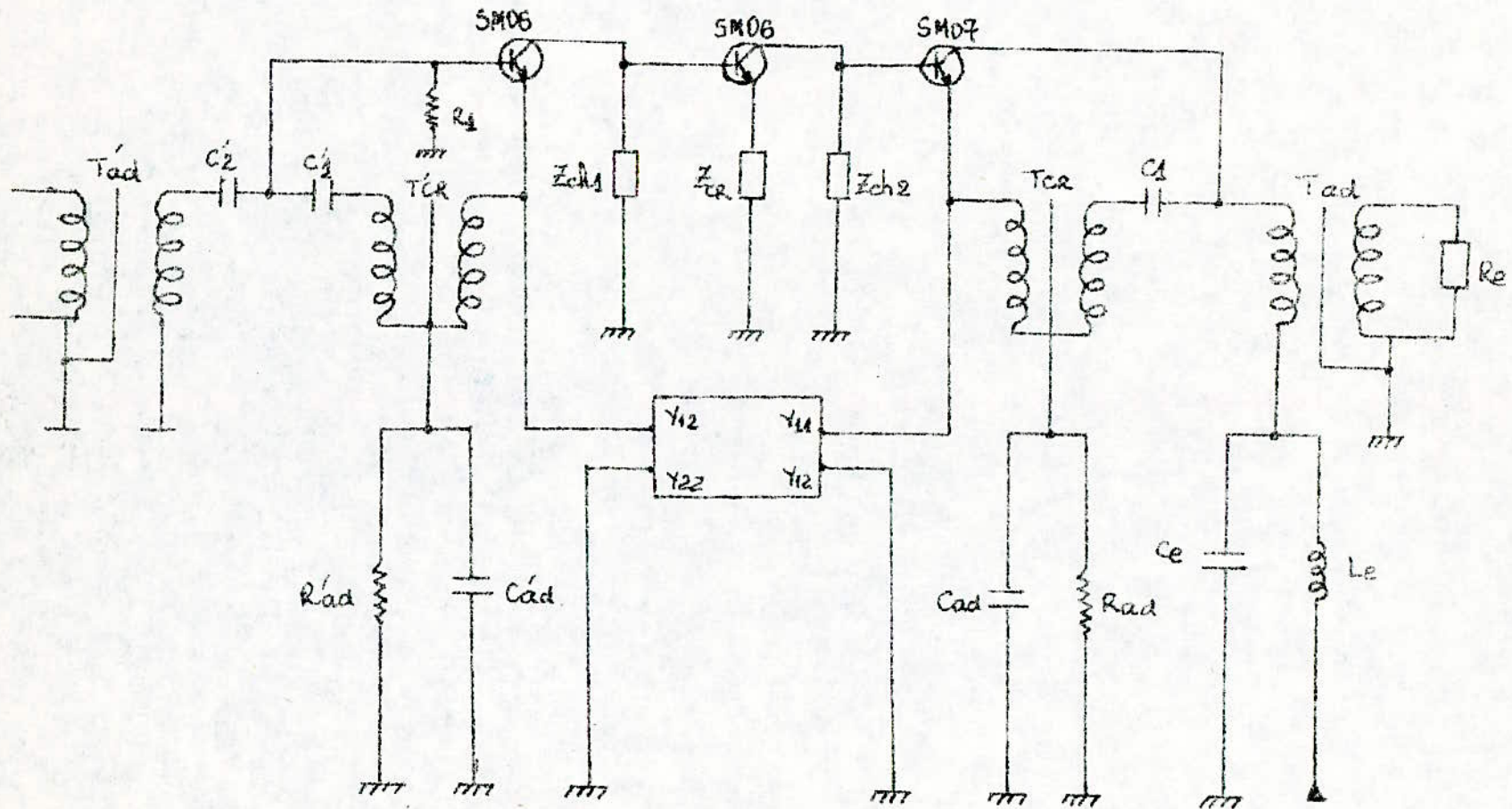
CONSTITUTION DE L'AMPLIFICATEUR (FIG.3.3)

L'amplificateur, comme dit, est à 3 étages. Il comporte une contre-réaction mixte et l'entrée et à la sortie. La partie série de la contre-réaction étant prise sur les émetteurs des premiers et derniers étages et la partie tension prise par transformateur différentiel.

La chaîne de contre-réaction est divisée en trois parties :

Les difficultés dues au fonctionnement à fréquence élevée ont été résolues par une disposition mécanique particulière. Une planche de cuivre sert de refroidisseur pour les transistors, de masse électrique suffisamment equipotentielle et de blindage séparant les divers ensembles à niveaux différents.

Dans le but d'obtenir une bonne stabilité le chemin de boucle a été rendu le plus court possible.



SCHEMA SIMPLIFIÉ DE L'AMPLIFICATEUR . FIG. 3.3

CONTRE-REACTION MIXTE A L'ENTREE

Elle est réalisée par un transformateur à deux enroulements. L'adaptation de l'impédance d'entrée est ainsi faite en ramenant le minimum de bruit thermique (éléments passifs).

CONTRE-REACTION MIXTE A LA SORTIE

Elle est également réalisée par un transformateur à deux enroulements. L'avantage est le même que précédemment.

Le rendement obtenu avec un transformateur est plus grand que dans le cas d'adaptation par résistance. Il est ici de 83%:

Les deux transformateurs de contre-réaction sont les mêmes. Le rapport de transformation est $n = 0,2$.

Le rendement d'adaptation est ainsi suffisant pour obtenir le maximum de puissance utile en sortie et le minimum de bruit à l'entrée.

$$\eta = \frac{1}{1+n} = \frac{1}{1,2} = 0,83$$

Le gain en basse fréquence est ainsi :

$$G_{bf} = \frac{1}{n} = \frac{1}{0,2} = 5 \text{ c\`ad: } 14 \text{ dB}$$

L'impédance caractéristique du réseau de contre-réaction est : $R_{cr} = n \cdot R_o = 0,2 \times 132 = 26,4 \ \Omega$

Chaque transformateur possède un réseau de compensation. Les capacités C9 et C25 compensent l'effet de l'inductance de fuite des transformateurs.

TRANSFORMATEURS D'ADAPTATION ENTREE ET SORTIE

Ils permettent d'adapter l'impédance d'entrée ou de sortie de l'amplificateur à l'impédance du filtre d'aiguillage.

$$n = \sqrt{\frac{50}{132}} = \frac{8}{13}$$

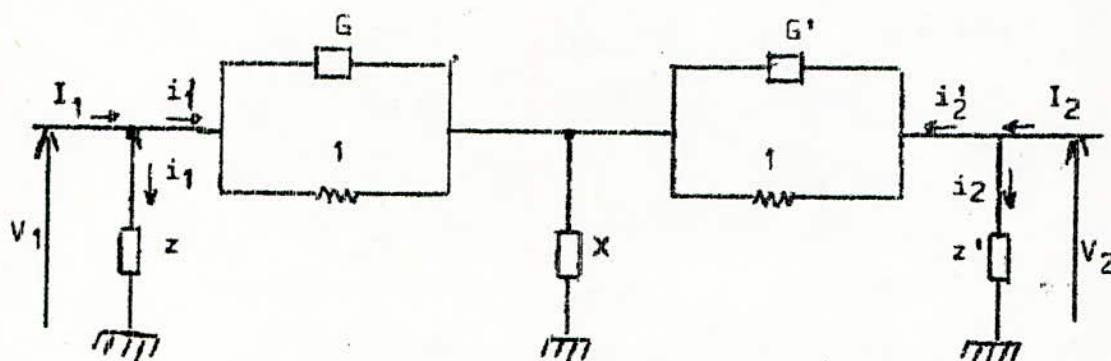
Deux cellules de compensation BF et HF sont nécessaires à une transmission avec un minimum de distorsion.

RESEAU DE CONTRE-REACTION SELECTIF

Ce réseau est divisé en cellules ayant chacune une fonction d'égalisation différente.

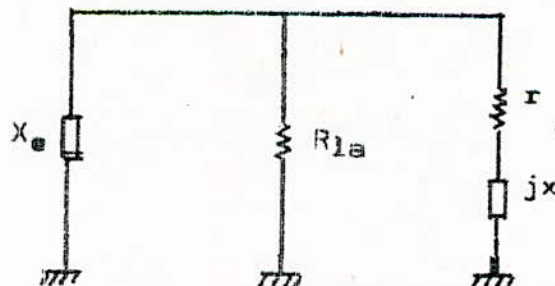
- Un égaliseur de filtre: il compense la distorsion d'affaiblissement du filtre d'aiguillage.
- Une ligne artificielle: elle est constituée par une résistance variable située en parallèle entre l'égaliseur de filtre et l'égaliseur de bosses.
- Un égaliseur de bosses: il est composé d'une résistance en série avec une réactance pure. Son rôle est d'égaliser les ondulations résiduelles pouvant encore subsister.
- Deux égaliseurs principaux en Γ : situés derrière les transformateurs de contre-réaction. Ils sont à impédance constante : $26,4 \Omega$.

Cette faible impédance côté émetteur permet une contre-réaction importante en fin de bande. Ces deux cellules sélectives ont pour rôle de compenser la distorsion d'affaiblissement apportée par la section de câble précédente. Elle agit surtout vers les hautes fréquences.



Quadrupôle de contre-réaction globale comportant deux quadripôles en Γ à impédance constante.

$$G = 1/z \text{ et } G' = 1/z' \quad ; \quad \text{Un dipôle } X$$



Le dipôle X cumule les fonctions suivantes :

- Egaliseur de distorsion du filtre d'aiguillage X_e (égaliseur classique)
- Egaliseur à 2 points de pivots : a) ligne artificielle variable, b) égaliseur de basses (égalisation résiduelle)

$$r + jx$$

MISE EN QUADRATURE DE LA PHASE PAR CONTRE-REACTION

Afin de limiter dans le temps les variations des caractéristiques des transistors, donc du gain de l'amplificateurs, il a été introduit un réseau de quadrature dans l'émetteur du 2ème transistor et le collecteur du 1er transistor.

Ce dispositif, composé de réseaux sélectifs, permet d'obtenir un déphasage de $\frac{\pi}{2} + \epsilon$ principalement aux fréquences élevées où le taux de contre-réaction est le plus faible. On se trouve alors à la limite de la réaction et de la contre-réaction, cela permet de diminuer les variations de gain. Celui-ci ne diminue que de 5% quand on divise la tension d'alimentation par 2.

L'inductance de choc en série avec l'impédance de charge du transistor intermédiaire sert à augmenter le taux de contre-réaction sans avoir à augmenter la tension d'alimentation pour améliorer le transfert entre étage.

EGALISEUR D'ENTREE

En basse fréquence il n'est pas possible de compenser toute la distorsion d'amplitude sans perdre beaucoup de puissance dans le réseau de contre-réaction. Ce complément de distorsion est assuré par l'égaliseur d'entrées.

Cet égaliseur n'agissant pas en haute fréquence n'amène donc pas de bruit supplémentaire dans la bande haute.

- PERFORMANCES :
- Le facteur de bruit est inférieur à 5 dB
 - Le niveau de saturation est de 22,5 dB (180mW)
 - La chute de tension dans chaque répéteur = 13V
 - Le courant d'alimentation est de 365 mA
 - Gain à la fréquence nominal : 46 dB.

CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS SM 06 ET SM 07.

Caractéristiques	Symbole	Conditions de mesure	Valeur typique
Tension de claquage collecteur-base	Vcbo	Ic = 10 µA Ie = 0	45 V
Tension de claquage émetteur-base	Vebo	Ie = 10 µA Ic = 0	5 V (4,5)
Tension de claquage émetteur-collecteur	Vceo	Ic = 1 mA Ib = 0	25 V
Courant résiduel émetteur-base	Iebo	Ve = 1,5V Ic = 0	1 nA
Gain dynamique en courant Emetteur-commun	Icbo	Vcb = 25 V Ie = 0	1 nA
	H21e	Ic = 5 mA Vce = 3 V F = 10 KHz Ic 40 mA	70 70
Fréquence de coupure en émetteur-commun	F _b	Vce = 3 V Ic = 15 mA	25 MHz (20 MHz)
Capacité de sortie	C _{22b}	Vce = 3 V (8V)	1,2 pF (3pF)
Facteur de bruit	F _è	Vce = 3 V Ic = 15 mA	2,5 dB
Resistance thermique jonction-boitier	RTH (J-C)		70°C/W (50°C/W)

Avec 700 mW, la température ne dépasse pas 50°C.

3.4. EGALISEURS IMMERGES /

3.4.1. GENERALITZS

L'égalisation est l'ensemble des opérations qui ont pour but à partir des éléments, répéteurs, égaliseurs, sections de câble et équipements terminaux, de constituer une liaison répondant aux objectifs de transmission fixés.

Il est essentiel que les niveaux en ligne restent ce qu'ils ont été calculés si l'on désire atteindre les sévères objectifs de bruits fixés.

Les performances demandées au système, les tolérances sur le câble et le répéteur, fixent le gain nominal du répéteur à la fréquence maximale transmise.

Les courbes gain/fréquence réelles des répéteurs diffèrent de ces courbes théoriques. Elles sont relevées sur chaque répéteur avec une précision de 1 millinéper à la température de l'eau qui l'environnera lorsqu'il sera posé.

Chaque section de câble est mesurée en piscine à 10°C à la pression 0. On corrige la valeur d'affaiblissement trouvée en tenant compte des coefficients de température, de pression et de pose et on déduit la longueur réelle.

Les valeurs des coefficients de température, de pression et de pose sont données ci-dessous :

- température $\frac{A\alpha}{\alpha} \text{ } ^\circ\text{C} \approx + 1,6 \%$

- Pression $\frac{A\alpha}{\alpha} / \text{Km} \approx + 1,90 \%$

- Pose $\left(\frac{A\alpha}{\alpha}\right)_p \approx + 5 \%$

L'effet de pose se manifeste avec la manipulation d'une façon irréversible. Il est donc important de faire surir à chaque section le moins de mouvement possible et toujours les mêmes afin de réduire la dispersion de l'effet de pose.

En fait il subsiste des erreurs:

- Ecart de gain sur le répéteur.
- Ecart sur l'estimation de la température de l'eau au fond de la mer $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ ou $\pm 0,8\%$.
- Ecart sur la profondeur de la mer $\pm 250\text{m}$ ou $\pm 0,5\%$
- Ecart sur l'effet de la pose $\pm 2\%$.

Le gain du répéteur ne compense pas exactement l'affaiblissement du câble, et les erreurs s'ajoutent de section en section. Si bien que tous les douze répéteurs (par exemple) il est nécessaire de procéder à un réajustement ou égalisation.

BLOC D'EGALISATION

Un bloc d'égalisation comprend :

- 12 répéteurs.
- 11 sections normales de câble
- 2 section réduites de câble, adjacentes à l'égalisation
- 1 égaliseur.

La section réduite assure la jonction entre le 12ème répéteur d'un bloc et le 1er répéteur du bloc suivant.

3.4.2 E G A L I S E U R

Extérieurement l'égaliseur se présente comme un répéteur. Il se trouve entre deux aiguillages alimentation-signal. Il comprend :

- Une partie fixe, composée de trois cellules, compensant les écarts de la somme des gains des 12 répéteurs par rapport à la valeur théorique.

- Une partie réglable comprenant 5 réseaux dont les accès sont sortis de l'enceinte de l'égaliseur au moyen de 2 câbles coaxiaux.

Ces 5 réseaux permettent d'insérer en ligne 32 combinaisons différentes.(FIG.3.5)

Elle permet d'ajuster l'écart résiduel de la liaison posée. Le réseau à insérer sera déterminé en effectuant, par un point de mesure accessible à l'extérieur de l'égaliseur, des mesures de transmission entre le terminal de départ et la sortie de l'égaliseur, encore sur le navire câblé au lieu d'égalisation en cours de pose.

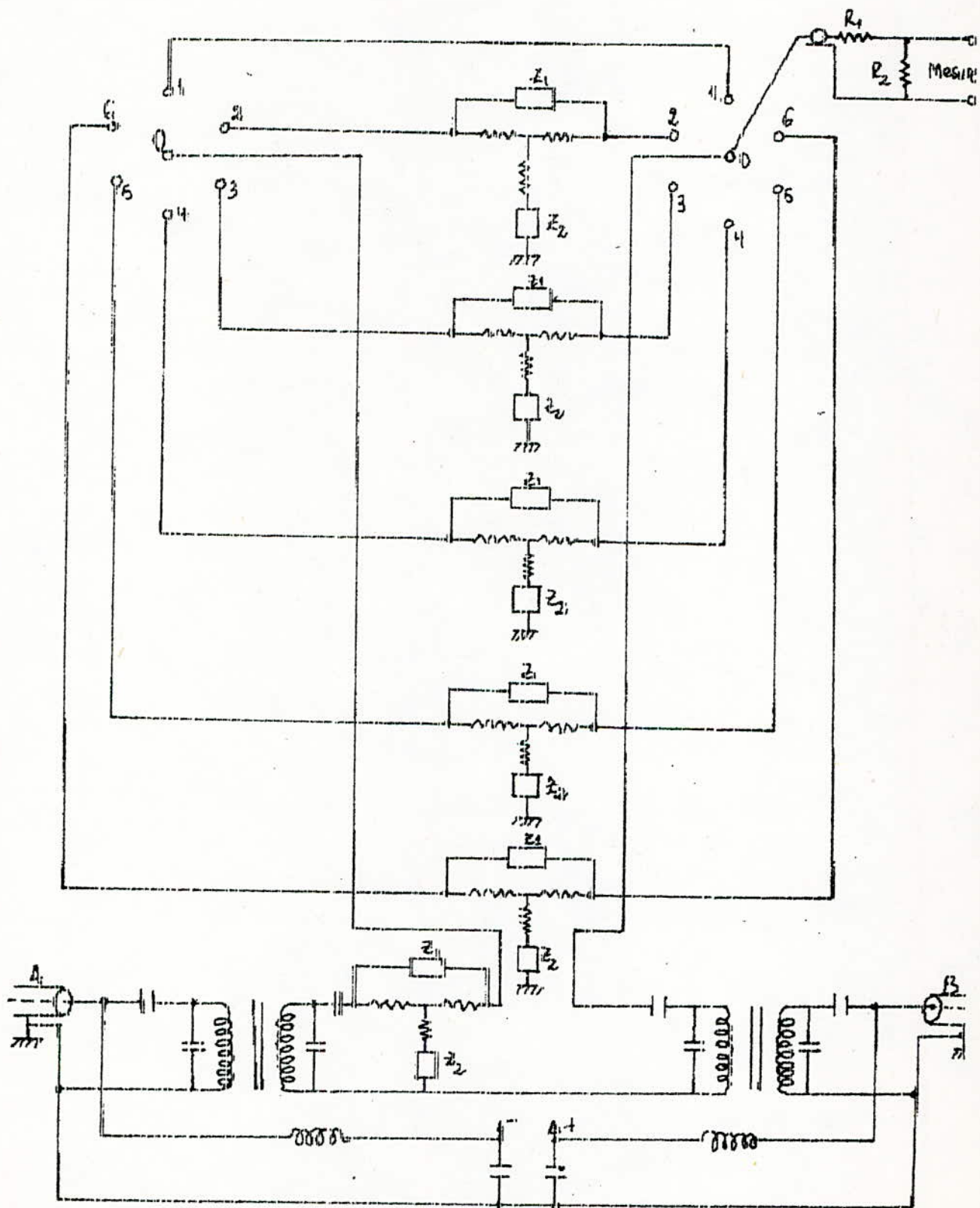
On est obligé de déterminer le réglage de chaque égaliseur assez tôt pour que l'on ait le temps d'effectuer, sans ralentir le navire, les opérations de soudure et de montage sur les câbles de commande.

Le dernier réglage doit être fait alors qu'un tiers du bloc d'égalisation est encore dans le bateau. On doit donc tenir compte de corrections à effectuer sur cette partie qui n'est pas encore immergée.

Grâce aux fréquences d'identification de chaque répéteur, on effectue des mesures à intervalles réguliers tout au long de la pose du bloc d'égalisation. On peut ainsi comparer, au fur et à mesure que la pose se déroule, les niveaux prévus à l'aide des corrections, aux niveaux effectivement mesurés.

Il est ainsi, possible de tenir compte de l'expérience acquise et de faire la correction des corrections. Si l'on veut effectuer les mesures d'extinction de la Fi à plusieurs fréquences incidentes et recommencer le cycle il faudrait plusieurs heures.

C'est pourquoi il sera adopté un système de mesures automatiques permettant de diviser le temps par 10. Ces mesures seront commandées par un petit ordinateur embarqué sur le navire.



SCHEMA DE L'EGALISEUR FIG. 3.5

3.5. ORGANES DE PROTECTION

Lors de la rupture du conducteur central du câble coaxial suivie quelques instants plus tard, d'un court-circuit avec le conducteur extérieur ou avec la mer, le potentiel du conducteur central sera d'abord élevé à la tension maximale d'alimentation de $\pm 4,5$ KV puis ramené brutalement à zéro.

S'il n'était pas pris de précautions, une bonne partie des éléments seraient détruits.

Cette onde d'agression peut se présenter par le chemin d'alimentation et par le chemin du signal sur l'accès bande supérieure ou l'accès bande inférieure.

Une protection en deux étages sera réalisée sur chacun des chemins menant à l'amplificateur. (FIG.3.6)

1. CHEMIN D'ALIMENTATION :

L'onde d'agression est d'abord filtrée par le filtre d'alimentation saturé.

La protection primaire est constituée de 2 tubes parasurtension en parallèle dont la tension d'amorçage statique est de 240 V; la tension d'amorçage dynamique, pour le front de montée le plus raide que l'on puisse rencontrer est de l'ordre de 900 à 1 000 V.

La protection secondaire est assurée par 2 diodes zéner en série.

2. CHEMIN SIGNAL

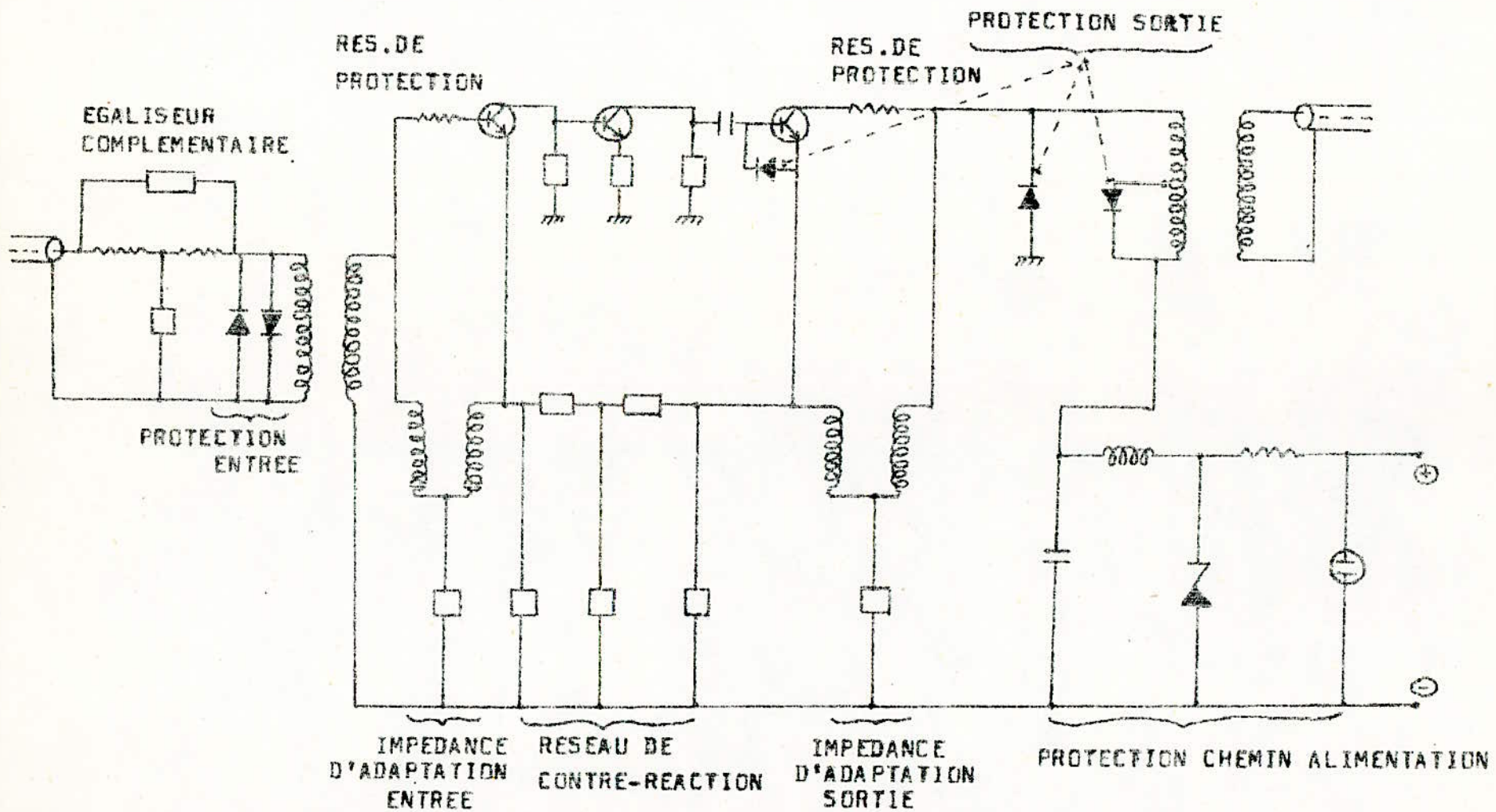
La protection primaire est assurée à la sortie de chaque translateur par 2 tubes parasurtension en parallèle. Ils dérivent une grande partie de l'énergie.

Le filtre passe-haut du filtre alimentation-signal empêche l'énergie très forte de la partie inférieure du spectre en fréquence, d'atteindre les protections secondaires .

Les protections secondaires sont constitués par des diodes écrêtant la tension résiduelle d'agression sans affecter le signal utile.

A l'entrée de l'amplificateur nous trouvons deux diodes tête-bêche limitant la tension à ± 4 V.

Le réseau de diodes en sortie de l'amplificateur limite la tension et le courant appliqués au 3ème transistor.



PROTECTIONS FIG.3.6

CHAPTITRE : 4

TELESURVEILLANCE - CONTROLE - ALIMENTATION

4.1. TELESURVEILLANCE ET LOCALISATION DES DEFAUTS /

Ces 2 dispositifs permettent:

- La mesure du gain entre la station d'émission et un répéteur quelconque, donc le gain entre 2 répéteurs.
- La mesure de l'évolution du taux de contre-réaction.
- De connaître le numéro du répéteur à partir duquel a eu lieu une panne.
- De connaître la distance entre ce répéteur et cette panne.

Chaque système de télésurveillance se compose de deux sous-ensembles : Oscillateur et Détecteur-porte.

OSCILLATEUR :

Les oscillateurs à quartz possèdent les caractéristiques suivantes :

Oscillateur bande inférieure : Il fonctionne à une fréquence F_{ii} située à l'extrémité supérieure de la bande inférieure telle que $11\,472 < F_{ii} < 11\,662$ KHz délivre un signal, qui est envoyé à l'entrée de la porte 'bande supérieure' puis réinjecté en ligne par l'intermédiaire de l'amplificateur bande inférieure.

Ce niveau servira à surveiller l'amplificateur 'bande supérieure', par contre, la fréquence F_{ii} servira à identifier le répéteur dans le sens de transmission concernant la bande inférieure.

- Oscillateur bande supérieure : cet oscillateur qui fonctionne à une fréquence F_{is} située à l'extrémité inférieure de la bande supérieure telle que :

$$14\ 378 \leq F_{is} \leq 14\ 568 \text{ KHz.}$$

délivre un signal qui est envoyé à l'entrée de la porte 'bande inférieure' puis reinjecté en ligne par l'intermédiaire de l'amplificateur 'bande supérieure'. Ce niveau servira à surveiller l'amplificateur 'bande inférieure', par contre, la fréquence F_{is} servira à identifier le répéteur dans le sens de transmission concernant la bande supérieure.

DETECTEUR PORTE

Le détecteur délivre une tension continue proportionnelle au niveau de sortie de l'amplificateur. Cette tension continue bloque, plus ou moins, la porte, et, par conséquent, agit sur un niveau $N_s F_i$ en sortie de la porte.

Donc pour un certain niveau de sortie N_e de l'amplificateur, le niveau $N_s F_i$ de la fréquence d'identification se trouve affaibli de 17 dB, on est alors à l'extinction de la fréquence d'identification.

Détecteur porte 'bande inférieure' : En émettant à travers l'amplificateur de la bande inférieure une fréquence dont le niveau N_e en sortie de celui-ci a été fixé à +9dBm, le niveau $N_s F_{is}$ s'affaiblit de 17 dB.

Détecteur-porte 'bande supérieure': En émettant à travers l'amplificateur de la bande supérieure une fréquence dont le niveau N_e en sortie de celui-ci a été fixé à + 4 dBm le niveau N_s de la fréquence d'identification F_{ii} s'affaiblit de 17 dB.

En aucun cas, une défaillance du dispositif de localisation ne peut perturber la transmission des signaux téléphoniques. Il est néanmoins équipé des mêmes transistors à haute sécurité que l'amplificateur.

4.2. TELESURVEILLANCE DES REPETEURS/:

Donc à chaque amplificateur de répéteur immergé télésurveillé est associé un oscillateur délivrant une onde sinusoïdale dont la fréquence présente en permanence en ligne est caractéristique de l'amplificateur du répéteur.

Ces fréquences appelées fréquences d'identification sont comprises dans deux bandes de fréquences distinctes suivant qu'elles se rapportent aux amplificateurs bande inférieure ou aux amplificateurs bande supérieure.

Ces fréquences sont à la base de la localisation d'un répéteur en panne, ou de la télémessure du diagramme du gain en ligne.

Les F_i affectées aux amplificateurs bande inférieure seront émises vers la station B, les F_i affectées aux amplificateurs bande supérieure seront émises vers la station A .

TELEMESURE DU DIAGRAMME DU GAIN EN LIGNE (FIG.4.1.)

PRINCIPE :

Cette télésurveillance permet d'effectuer la mesure à toutes fréquences de transmission, du gain de la fraction de ligne comprise entre chacune des stations d'émission et la sortie des amplificateurs d'un répéteur immergé quelconque et, par conséquent, de déterminer le diagramme réel des niveaux tout au long de la liaison.

Dans chaque répéteur un dispositif affaiblit le niveau de l'onde d'identification lorsque le niveau de sortie du répéteur augmente. (C'est un détecteur qui commande la porte qui, à son tour, abaisse le niveau de la Fi).

SCHEMA SYNOPTIQUE SIMPLIFIE

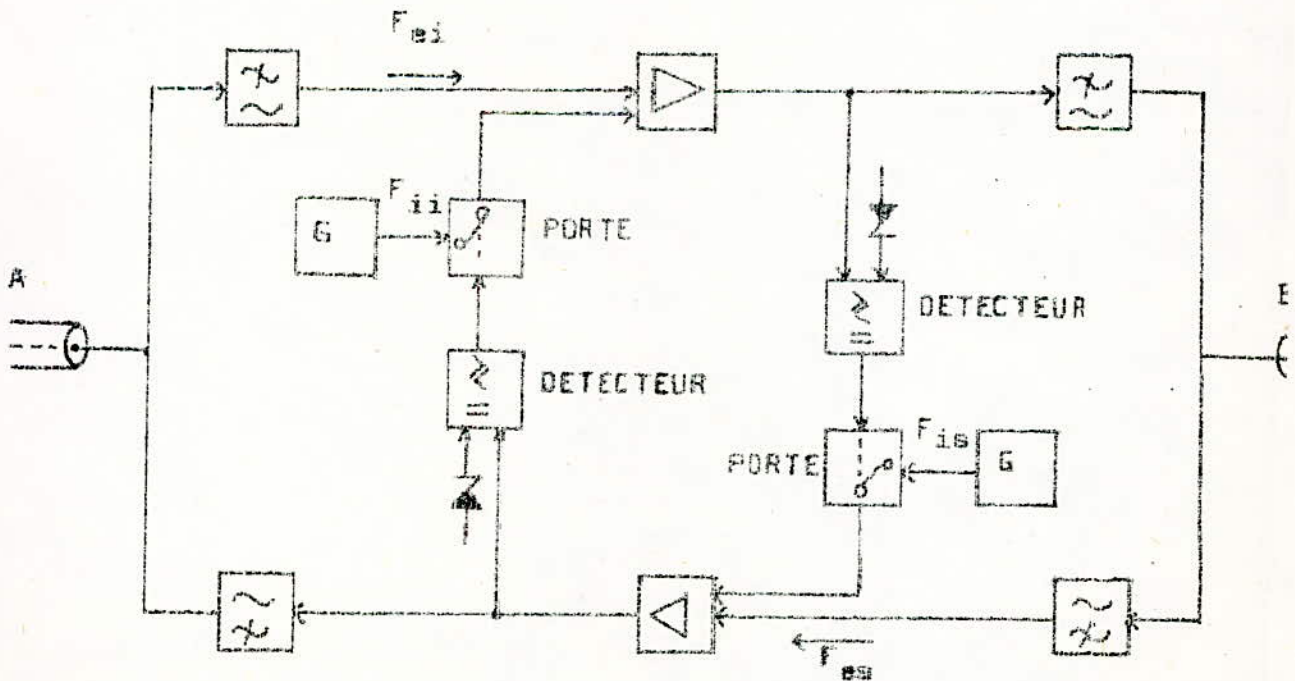


FIG.4.1

Cette onde d'identification est dite éteinte lorsque le niveau de sortie a entraîné une chute de niveau de la Fi de 17,5 dB, visualisée à la station receptrice par l'extinction d'un voyant.

Lors d'une opération de maintenance, l'extinction est provoquée par l'émission d'un signal de fréquence 'Fe' à un niveau suffisamment élevé toujours supérieur au niveau normal de transmission.

A la station recept rice, les Fi sont toutes reçues à la mise en service pratiquement à un même niveau. Les Fi sont appliquées à un étage comparateur qui permet de repérer:

- L'écart de niveau de la Fi reçue sans Fe avec le niveau moyen de réception des Fi déterminé à la mise en service;
- Le niveau de Fe provoquant l'extinction du voyant de contrôle.

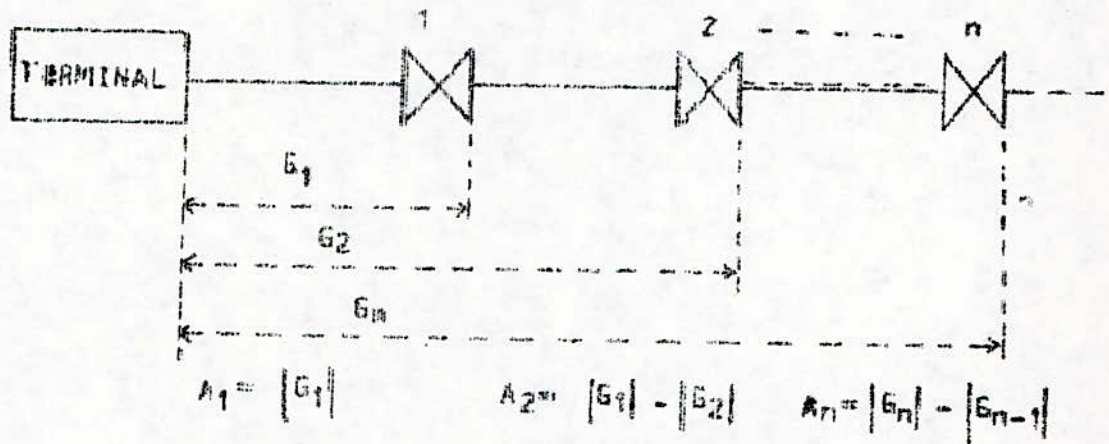
Cette extinction correspond toujours à la présence de la Fe au niveau de 10 dBm en sortie de l'amplificateur du répéteur concerné.

A la mise en service donc, on injecte aux accès de maintenance, un signal de fréquence Fe sous un niveau tel qu'il provoque l'extinction du voyant de contrôle. ce niveau et cette fréquence seront notés avec précision.

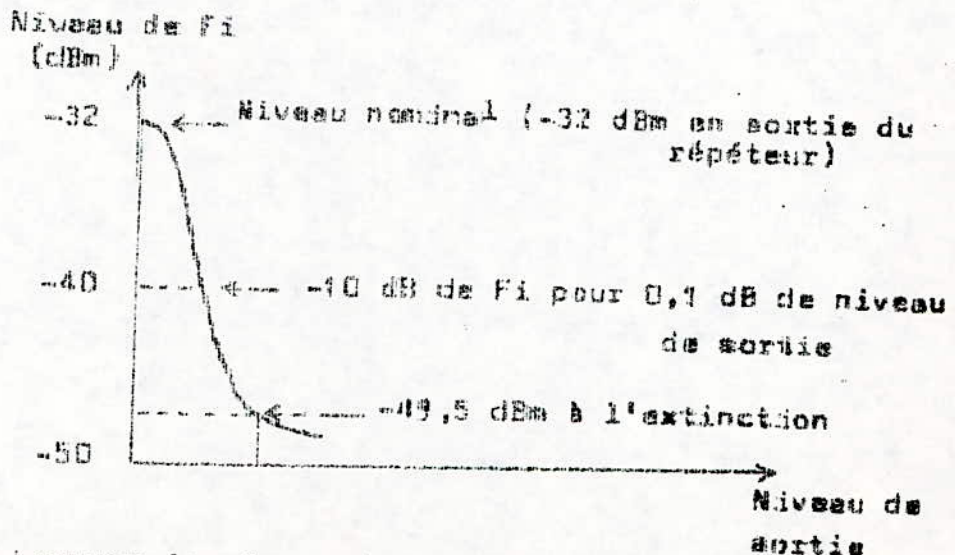
Si par la suite, en injectant un signal de même fréquence, l'extinction du voyant est provoqué par un niveau plus fort ou plus faible de Fe, c'est que le gain de la fraction de ligne considérée a diminué ou augmenté pour cette fréquence Fe. La différence de niveau est égale à la variation du gain.

Il est ainsi possible, de proche en proche pour chaque F_e (bande de transmission) et chaque F_i , de mesurer les variations de niveaux et de relever le diagramme réel des niveaux tout au long de la liaison.

EXEMPLE FIG. 4.2.



Extinction de F_i : Niveau de F_i en fonction du niveau de sortie (FIG.4.3)



Lorsque le niveau de sortie atteint +10 dBm, le détecteur commande la porte qui abaisse le niveau de la F_i .

4.3. L O C A L I S A T I O N S

LOCALISATION D'UN REPETEUR EN PANNE

Ce défaut est caractérisé par une coupure de la liaison téléphonique dans l'un, l'autre ou les deux sens, le courant de téléalimentation restant présent.

Les fréquences d'identification des amplificateurs des répéteurs compris entre une station et le défaut sont toutes reçues à cette station à leur niveau normal.

Il est possible ainsi de connaître le répéteur sain le plus éloigné, par conséquent, voisin immédiat du répéteur en panne.

Le courant de téléalimentation restant présent signifie que le câble n'est pas coupé. En cas de rupture de câble, la mer réalise le court-circuit des deux conducteurs.

La réception des F_i permet de localiser le répéteur le plus proche de la coupure, le système de télémessure du gain en ligne permet de mesurer la distance du défaut à ce répéteur.

LOCALISATION DU CABLE

La localisation du câble sous-marin est facilitée par un accès permettant de superposer un courant alternatif basse-fréquence au courant continu de téléalimentation afin de créer un champ électromagnétique le long du câble.

Ce champ électromagnétique pourra être détecté par un navire de surface convenablement équipé permettant ainsi de situer le câble avec une grande précision.

La fréquence de 25 Hz environ a été choisi de façon à permettre le passage du courant d'induction dans les circuits de téléalimentation des répéteurs avec le minimum de pertes.

LOCALISATION D'UN DÉFAUT SUR LE CÂBLE :

Principe: (FIG.4.4.)

La portion de câble comprise entre le répéteur de rang n (R_n) le plus proche de défaut (X), est assimilable à une ligne bifilaire d'impédance caractéristique Z_c , chargée à une distance L, par une impédance Z_x .

Dans le cas normal de fonctionnement, $Z_x = Z_c$;
Il y'a transmission d'une onde progressive.

Si $Z_x = Z_c$, on trouve une onde directe et une onde réfléchie en bout de ligne (X), les deux ondes se conjuguant pour donner un régime d'ondes stationnaires.

Le défaut le plus général est une rupture de câble, créant un court-circuit entre les deux conducteurs.
 $Z_x = 0$.

Au point X de la ligne, on a un noeud de tension qui se retrouve tout les $\lambda/2$ pour une fréquence.

A tous le $\lambda/4$ d'un noeud on a un ventre de tension.

Si à l'aide de la mesure d'extinction de la Fi du répéteur R_n , on relève le niveau en sortie du répéteur pour une bande de fréquences continue, on obtient un certain nombre de maximums correspondant à des fréquences bien définies.

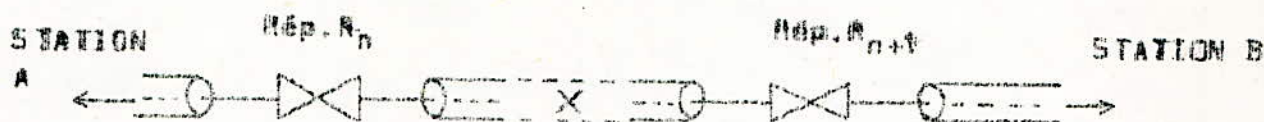
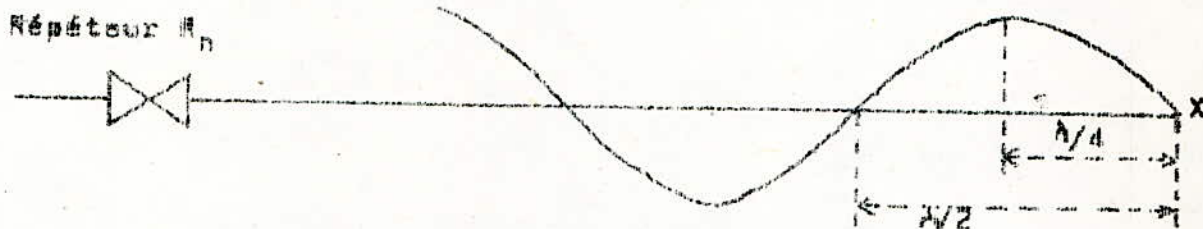


FIG. 4.4



Pour ces fréquences, le point de court-circuit X est situé à une distance $\lambda/4 + n$ entiers de $\lambda/2$.

CALCUL PRATIQUE /

En prenant l'écart de fréquence entre deux maximums consécutifs on obtient :

$$L_{MN} = \frac{1}{2\tau \Delta F} \quad \Delta F \text{ en MHz}$$

avec τ = temps de propagation dans le câble coaxial.

$$9,34 \leq \tau \leq 9,35$$

EXEMPLE : Si la mesure d'un gain fait apparaître des maximums aux fréquences 800 - 1150 - 1500 - 1850 KHz, l'écart entre deux maximums est de : 350 KHz.

Le point de rupture du câble serait donc à une distance de :

$$L_{MN} = \frac{1}{2 \times 9,34 \times 0,350} = 0,153 \text{ MM}$$

4.4. A L I M E N T A T I O N

4.4.1. EQUIPEMENTS D'ENERGIE

Les équipements d'énergie terrestre sont constitués de :

- Une station d'énergie 600 A comprenant:
 - 1) Trois redresseurs 55V - 160 A.
 - 2) Une armoire d'utilisation contenant un redresseur 60V - 40 A.
 - 3) Un coffret secourset secteur.
 - 4) 2 batteries à 24 éléments plomb (600 AH).
 - 5) Une alimentation 25 V avec convertisseur 48/25V
 - 6) Une alimentation 48 V avec convertisseur 48/48V

CARACTERISTIQUES.

Station d'énergie

- tension d'alimentation : triphasé 380 V-50Hz
- variation de la tension d'entrée: $\pm 5\%$
- tension de floating : 52,8 V $\pm 1\%$
- tension d'égalisation : 55,2 V $\pm 1\%$
- limite tension d'utilisation : 41,7 à 53 V

Circuit 25_Vcc_

- tension d'entrée 41,7 à 54,4 V
- tension de sortie : 48 v $\pm 1\%$
- Filtrage : 50 mV crête à crête
- courant court-circuit: de 1,10 In à 1,15 In
- intensité : 20 A max

Circuit 48_Vcc

- tension d'entrée : 41,7 à 54,4 V
- tension de sortie : 48 V \pm 1%
- filtrage : 50 mV crête à crête
- intensité : 10 A max.

Alarmes et signalisation

- tension d'alimentation : 48 Vcc
- intensité absorbée : 6 A

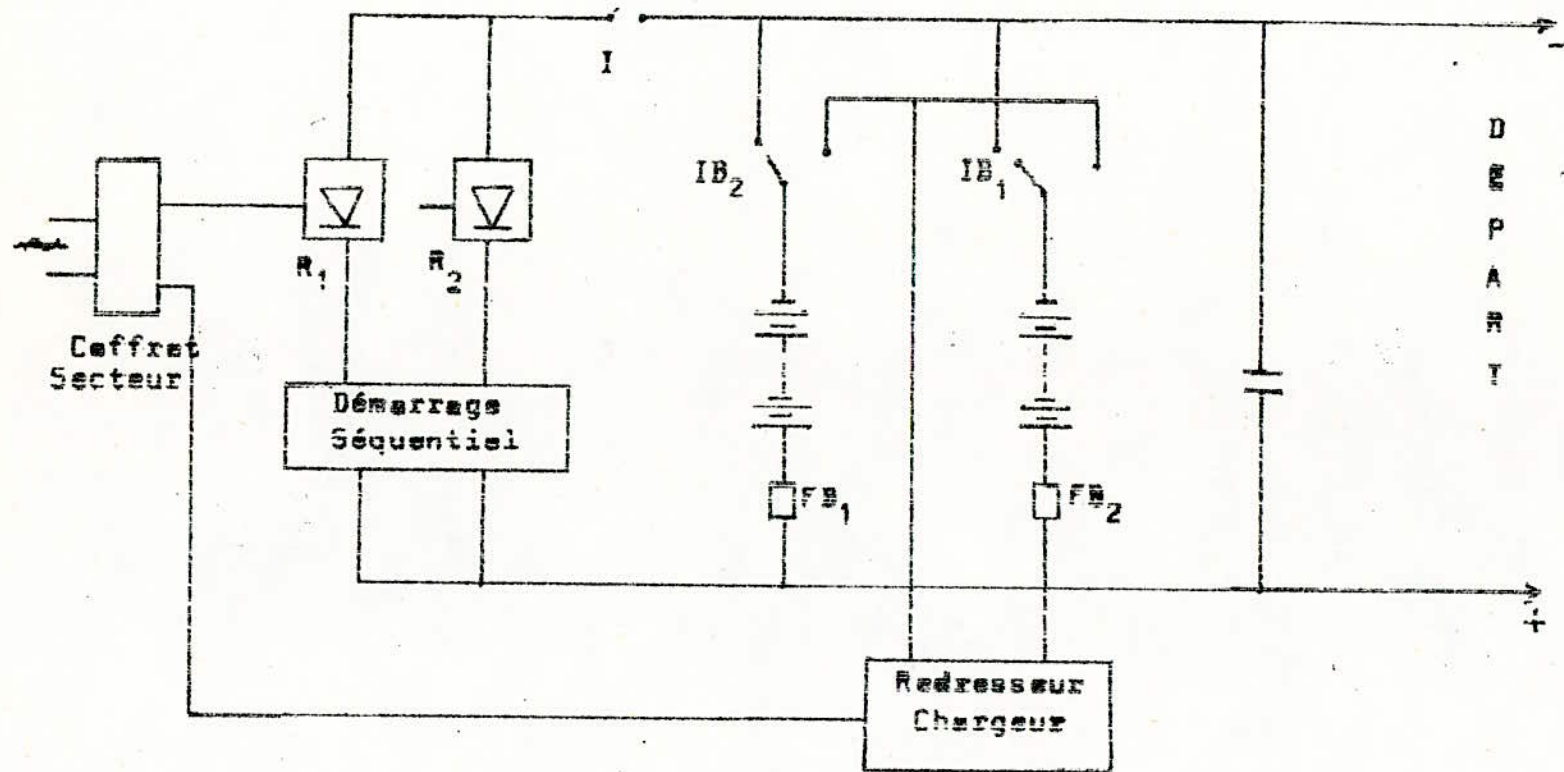
FONCTIONS DES DIFFERENTS EQUIPEMENTS D'ENERGIE

Les équipements basse tension fournissent à partir du secteur alternatif 50 Hz triphasé, les différentes sources d'alimentation en courant continu, nécessaires au fonctionnement des équipements terminaux de transmission du multiplex

La station d'énergie fournit à partir du secteur triphasé 380V - 50Hz une alimentation générale en continu.

Cette installation doit assurer une autonomie de 8 heures en cas d'interruption du secteur.

Les redresseurs et batteries sont doublés; la mise en marche des redresseurs s'effectue séquentiellement et automatiquement et des inverseurs et sectionneurs permettent d'isoler les batteries et redresseurs. (FIG.4.5)



SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA DISTRIBUTION D'ENERGIE

FIG.4.5

4.4.2. TELEALIMENTATION

Les équipements immergés qui s'échelonnent comme on l'a vu, régulièrement le long du câble sous-marin téléphonique sont alimentés en série par un courant continu dont l'intensité est maintenue rigoureusement constante.

Ce courant de téléalimentation est fourni à partir des extrémités par deux sources montées en série dont la tension est appropriée à la longueur du câble et au nombre des équipements actifs.

Ce courant est véhiculé dans un sens par le conducteur central du câble sous-marin mono-coaxial, et dans l'autre sens par la terre et la mer qui servent de conducteur de retour.

La prise 'terre en mer' est constituée, à chaque extrémité, par une plaque métallique immergée à quelques milles nautiques au large des côtes et reliée à la station par un câble à plusieurs conducteurs isolés et raccordés en parallèle.

La prise de terre en Mer peut-être remplacée par une prise de Terre en Terre constituée à chaque extrémité par des électrodes plantées sur la plage et reliées à la station par un câble de même type.

Le retour par la terre peut-être mixte : prise de Terre en Mer à une extrémité, prise de Terre en Terre à l'autre. Une seule source est capable d'alimenter tout le câble, dans ce cas, l'autre extrémité boucle la téléalimentation sur la terre (en terre ou en mer) suivant l'installation.

SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA TELEALIMENTATION

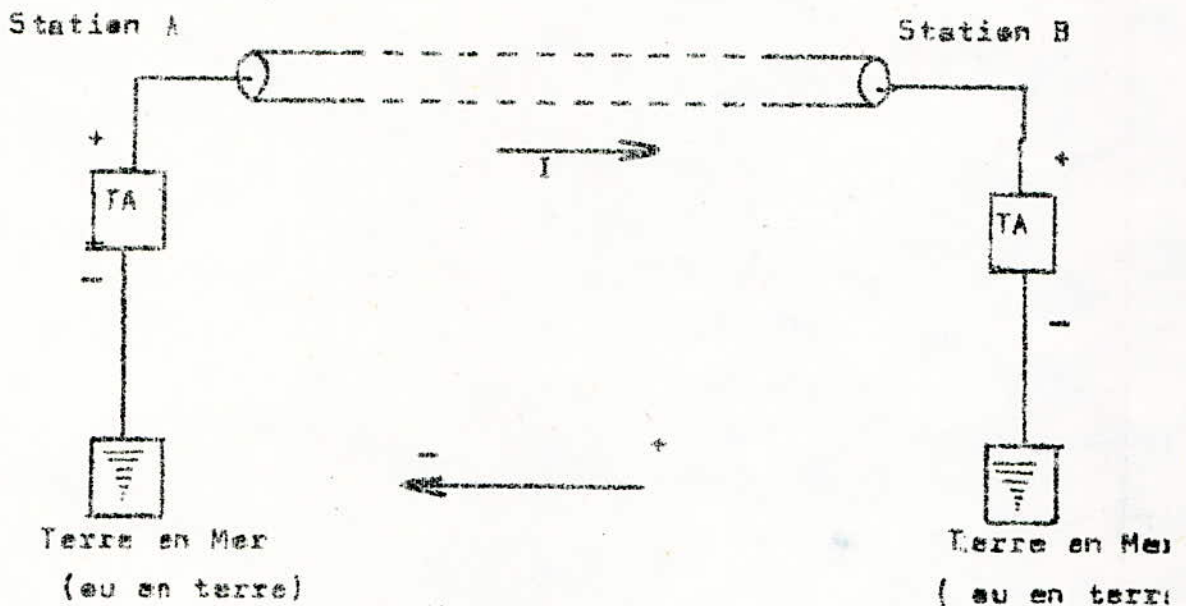


FIG. 4.6

De nombreuses précautions sont prises en ce qui concerne la conception et la réalisation des équipements d'énergie d'extrémité, et notamment pour :

- La mise sous tension du câble et la coupure de l'alimentation qui doivent s'effectuer très lentement pour éviter les chocs électriques préjudiciables aux circuits équipant les équipements immergés.

- La permanence de l'alimentation qui doit être assurée sans défaillance pour éviter, d'une part un arrêt d'exploitation, et, d'autre part, la coupure brutale de l'alimentation qui entraîne en plus des chocs électrique déjà signalés, un déplacement du potentiel zéro le long du câble et dont les effets incontrôlables ne sont pas toujours sans inconvénients pour les équipements immergés.

- La protection contre les surtension et les surintensités consécutives aux incidents de câble toujours possibles,

- l'interdiction de toute fausse manoeuvre pendant les interventions courantes d'exploitation et plus particulièrement, pendant les opérations de mise en service, d'arrêt de la liaison et pendant les permutations des sources

- La protection du personnel contre les courants électriques rendus dangereux par la présence d'une haute tension,

- L'indépendance des circuits des transmissions des circuits de téléalimentation.

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Energie primaire	: 48 V
Intensité maximum absorbé	: 45 A
Tension d'utilisation	: 1700 V
Température ambiante	: 10 à 40°C
Humidité relative maximum	: 90%
Courant de court-circuit	: 1,04 In
Filtrage de l'utilisation	: 3,5 V crête à crête

CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

Le câble est normalement alimenté par les deux extrémités mais une seule peut alimenter la totalité du câble. Dans ce cas un sectionneur terre situé à l'autre extrémité assure le bouclage de l'alimentation sans couper la transmission.

Les équipements de téléalimentation de chaque extrémité comportent deux générateurs haute tension auto-surveillés normalement couplés en parallèle.

La possibilité d'utiliser un seul générateur permet de placer l'autre sur charge fictive pour en réaliser la maintenance. Le retrait d'un générateur s'effectue sans coupure et sans perturbation dans l'alimentation du câble.

Afin d'interdire toute possibilité d'appliquer aux répéteur une surcharge de tension ou de courant, des circuits de détection de mesure et de sécurité surveillent les paramètres courant et tension d'alimentation du câble.

Chaque station devant être capable de téléalimenter tout le câble, tient compte du nombre total de répéteur et d'égaliseurs insérés dans celui-ci et fournit, en régime normal, la moitié de la tension utile mais peut en cas de nécessité fournir une tension double, soit la totalité de l'énergie au câble.

La tension fournie est réglable. La plage de réglage est telle qu'elle couvre l'incertitude sur la longueur du parcours et surtout sur la présence possible de générateurs telluriques positifs ou négatifs.

PRODUCTION DE L'ENERGIE DE TELEALIMENTATION

L'énergie de téléalimentation est produite au moyen de deux convertisseurs statiques transformant l'énergie primaire basse tension en énergie d'utilisation haute tension

Pour une sécurité de fonctionnement et afin de faciliter les opérations de maintenance, chacun de ces convertisseurs peut à lui seul assurer la téléalimentation totale.

Chacun des convertisseurs se compose de:

Circuits de puissance : (FIG.4.7.)

Ils sont déterminés à transformer l'énergie d'alimentation continue basse-tension primaire en énergie de téléalimentation continue, haute tension.

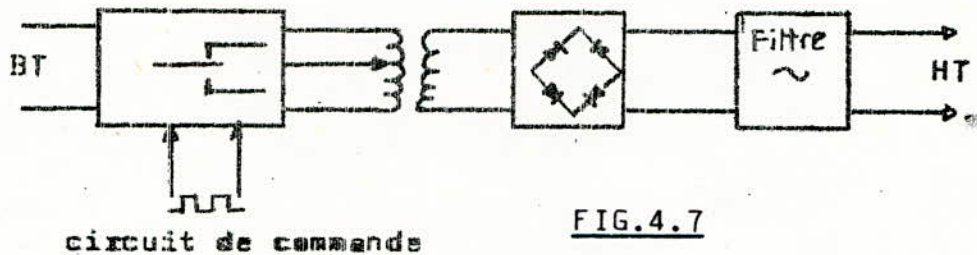


FIG.4.7

Circuits de commande : (FIG.4.8)

Ces circuits sont destinés à fournir aux circuits de puissance, des signaux de découpage B.T.

Ils se composent d'un circuit d'horloge qui fournit la fréquence des créneaux de découpage, et d'un circuit de commande de commutation qui fournit la largeur des créneaux en fonction des informations en provenance des circuits de contrôle.

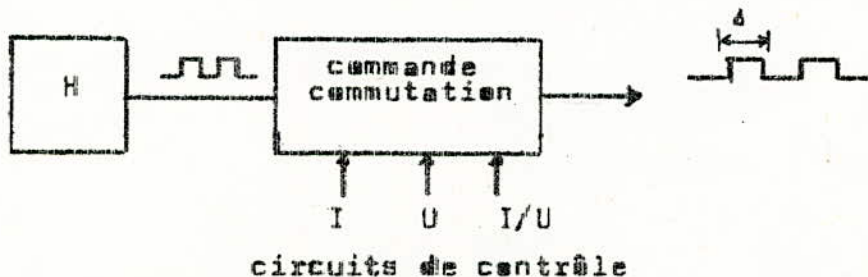


FIG.4.8

Circuits de contrôle : (FIG.4.9.)

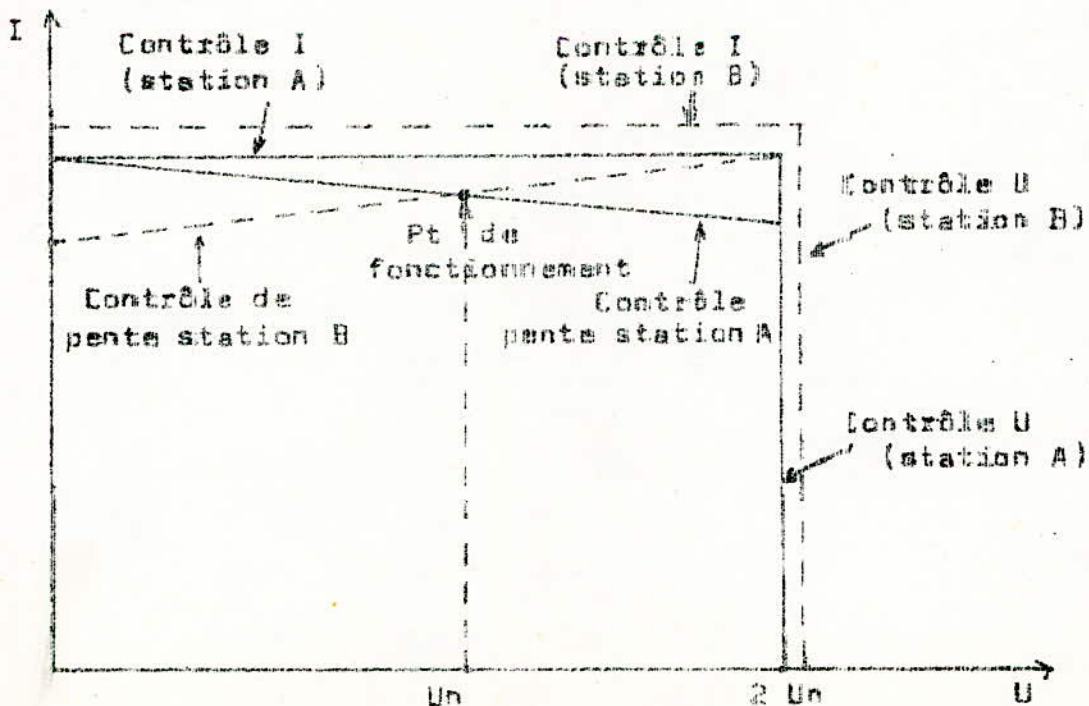
Ces circuits surveillent les paramètres courant-tension en sortie du convertisseur de façon à en commander la régulation. Ils se composent de :

- Un dispositif de contrôle du courant HT permettant de réguler le courant en fonction de la BT et des variations de charge du circuit.

- Un dispositif de contrôle de la tension HT permettant de limiter la tension à environ $2U + 25\%$.

- Un dispositif de contrôle de la pente I/U. ce dispositif permet de créer une pente de régulation de façon à équilibrer en station, les deux stations et à fixer le point de fonctionnement à U_0 .

Schématiquement on aura le diagramme suivant (fig.4.9)



VOIES DE SERVICE

Afin de permettre aux techniciens d'entrer en communication aux deux extrémités de la liaison sous-marine, trois voies téléphoniques supplémentaires seront transmises en ligne.

Ces voies de service auront chacune une largeur de bande de 0-4 KHz.

A l'émission, il y'aura couplage et transposition de ces trois voies de 0-4 KHz dans la bande 792-804 KHz.

A la réception, il y'aura séparation des ces voies de la bande 792-804 KHz pour les restituer dans leur bande initiale 0-4 KHz.

Ces voies de service seront ensuite transmises aux équipements d'émission ou de réception (terminal ligne), qui les introduiront, grâce à des accès spéciaux, dans le spectre de transmission.

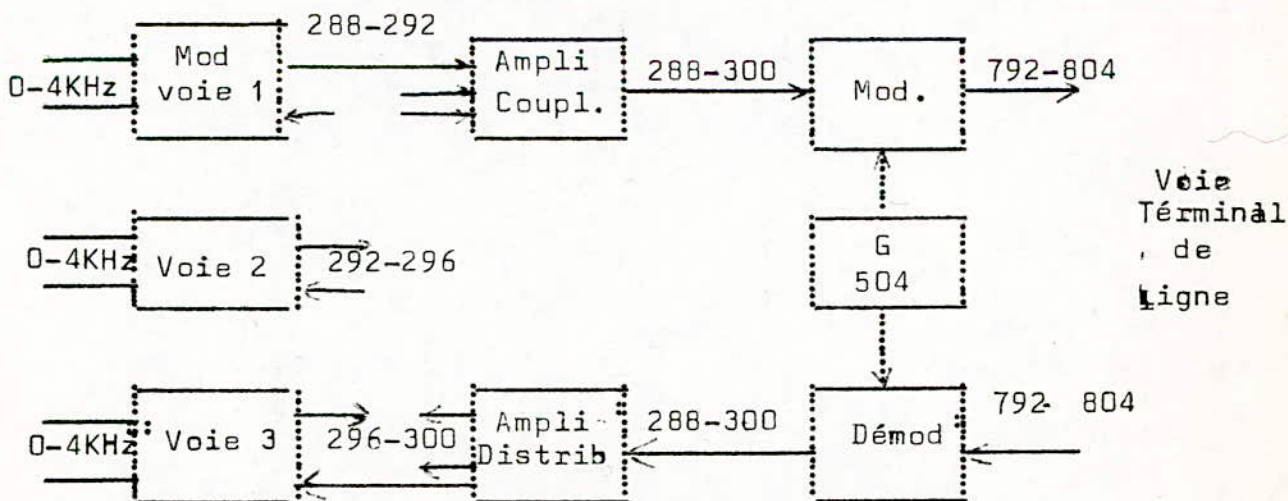


FIG.4.10

CONSTITUTION DE LA BANDE " VOIE DE SERVICE 792-804 KHz " (FIG.4.11)

Les équipements de voies de service permettent :

- A l'émission, de constituer la bande voie de service 792-804 transmise aux équipements terminaux de ligne par transposition de la voie téléphonique normalisée 0-4KHz en position 792-796 796-800 et 800-804 KHz.
- A la réception, de démoduler les 3 voies de la bande 792-804 pour les ramener dans leurs bandes initiales 0-4 KHz. (FIG.4.11)

Schéma synoptique

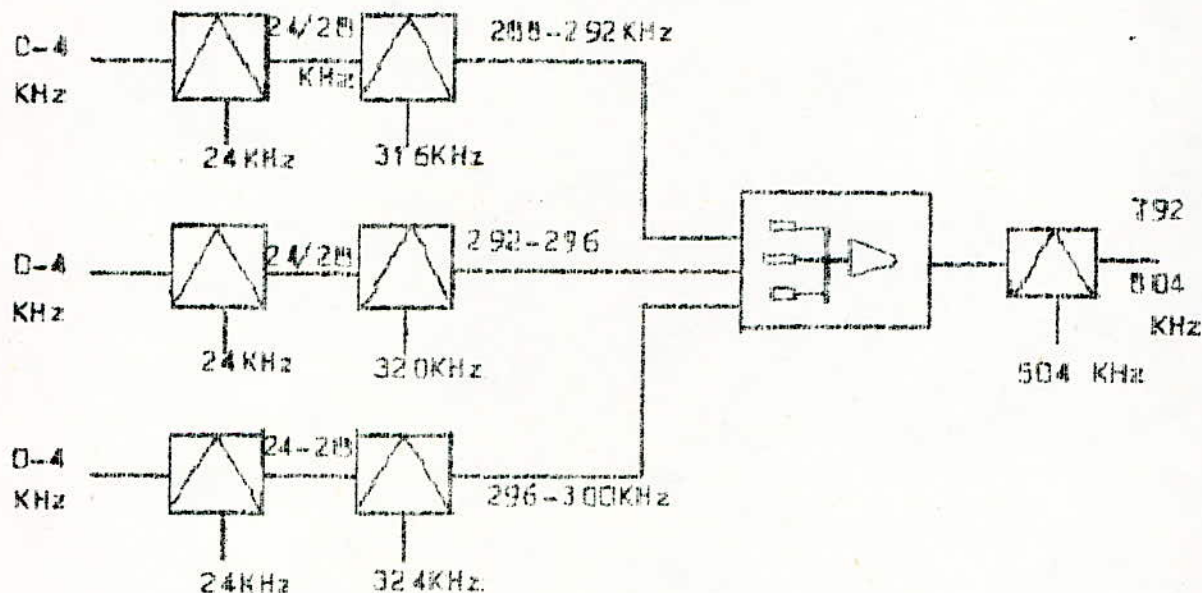


FIG.4.11

C O N C L U S I O N S

Au cours de l'élaboration de cette étude, il a été constaté que jusqu'en 1965, les liaisons téléphoniques par câbles sous-marins, ont, seules contribué au développement du réseau téléphonique intercontinentale.

Nous dirons que ces liaisons établies par voie radioélectrique rencontrent des difficultés considérables entre autres :

Instabilité de propagation de l'information, spectre très encombré et impossibilité de faire face à l'accroissement du trafic qui déculpe tous les 15 ans et qui porte en outre sur la transmission de données digitales et d'images.

Ces difficultés sont éliminées grâce aux liaisons sous-marines à grand nombre de voies assurant à la fois la sécurité de fonctionnement, le secret des communications et une qualité élevée de transmission d'ue au très faible niveau de bruit et à l'absence de fading. Cette solution aurait l'avantage de permettre l'établissement du futur réseau mondial à commutation automatique, sur la constitution duquel se penche le C.C.I.T.T.

Le développement des liaisons par satellites depuis 1966 n'a pas réduit celui des câbles sous-marins. Bien au contraire, les deux techniques se sont avérées nécessaires et complémentaires pour répondre aux besoins croissants des communications internationales.

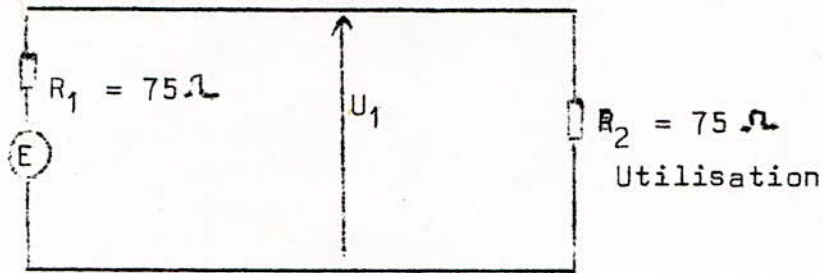
Avec la mise en service de cette liaison étudiée, l'Algérie aura plus que doublé ses liaisons sous-marines existantes.

Bientôt les premières liaisons à fibres optiques seront opérationnelles (1985), ouvrant ainsi de nouveaux horizons aux multiples applications.

Nous espérons que l'étude menée en collaboration avec le service des transmissions sous-marines des Postes et Télécommunications, donnera au lecteur une idée précise de la nature et de l'importance de ce genre de liaisons qui ont encore leur mot à dire dans l'avenir, malgré un développement intense des techniques de transmission par satellites.

A N N E X E S

Correspondance entre la tension aux bornes d'un générateur et le niveau du signal injecté utilisée pour un réglage.



$$E = 1,55 \cdot 10^{\frac{x}{20}} \text{ Volt}$$

$$U_1 \text{ en volts} = \frac{R_2 \cdot E}{R_1 + R_2} = \frac{75 \cdot E}{75 + 75} = \frac{E}{2}$$

$$N \text{ dB} = 20 \log \frac{U_1}{U_0} = 20 \log \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{U_0} = 20 \log \frac{1,55^{x/20}}{2} \cdot \frac{1}{1,55}$$

$$N \text{ dB} = \text{-----} 20 \log \frac{1,55 \cdot 10^{x/20}}{1,55} = 20 \log 10^{x/20}$$

$$N \text{ dB} = \frac{20x}{20} \cdot \log 10 = x \log 10 = X \text{ dB}$$

$$\boxed{N \text{ dB} = x \text{ dB}}$$

Cette correspondance n'est valable que si le circuit est adapté. $R_1 = R_2$

Relations entre les différents dB en un lieu d'impédance 75

$$N_p \text{ (dBm)} = N_t \text{ (dB)} + 9 ; \quad N_t \text{ (dB)} = N_p \text{ (dBm)} - 9$$

Au niveau d'une voie : passage des dB_r au dB_m :

$$N_{dBm} = N_{dB_r} - N_{dBm} = N_{dB_r} - 0 \text{ dBm} = N_{dB_r}$$

RELATIONS NIVEAU-TENSION ; NIVEAU-PUISSANCE

Niveau tension en dB	Niveau puissance en dB
$N_t = 20 \log \frac{U_1}{U_0} = 10 \log \frac{U_1^2}{U_0^2}$	$N_p = 10 \log \frac{P_1}{P_0} = 10 \log \frac{U_1^2}{R_1} \cdot \frac{R_0}{U_0^2}$
$= 10 \log \frac{U_1^2}{U_0^2} \cdot \frac{R_1}{R_1} \cdot \frac{R_0}{R_0}$	$= 10 \log \frac{U_1^2}{U_0^2} \cdot \frac{R_0}{R_1}$
$= 10 \log \frac{U_1^2}{R_1} \cdot \frac{R_0}{U_0^2} \cdot \frac{R_1}{R_0}$	$= 10 \log \frac{U_1^2}{U_0^2} + 10 \log \frac{R_0}{R_1}$
$= 10 \log \frac{P_1}{P_0} \cdot \frac{R_1}{R_0}$	$= 10 \log \frac{U_0^2}{U_0^2} - 10 \log \frac{R_1}{R_0}$
$= 10 \log \frac{P_1}{P_0} + 10 \log \frac{R_1}{R_0}$	
$N_t = N_p + 10 \log \frac{R_1}{R_0}$	$N_p = N_t - 10 \log \frac{R_1}{R_0}$

avec $R_0 = 600$

,, R_1 = impédance en ce point

MODULATION - DEMODULATION

La modulation est l'opération qui consiste à modifier les caractéristiques d'une onde appelée porteuse en fonction du signal que l'on désire transmettre. Grâce à ce procédé, il est possible de transposer dans son ensemble une bande de fréquence en une autre bande. Chaque fréquence de la bande initiale peut être transformée en une fréquence $F + f$ ou $F - f$.

La fréquence est dite fréquence porteuse et f fréquence utile. A l'arrivée, la bande transposée est inintelligible, ce qui nécessite une opération dite de démodulation, et on retrouve le spectre initial intelligible. Les diverses bandes ou voies sont transmises simultanément, un système de filtrage convenable permet de séparer à la réception.

LA MODULATION

En téléphonie comme en radioélectricité, on utilise des procédés de modulation d'amplitude qui permettent d'obtenir des courants de fréquence élevée F dont l'amplitude varie à une fréquence basse f .

L'expression d'un signal modulé en amplitude est donnée par :

$i = I_0 (1 + K \cos 2\pi ft) \sin 2\pi F t$ (K est appelé taux de modulation), soit après transformation:

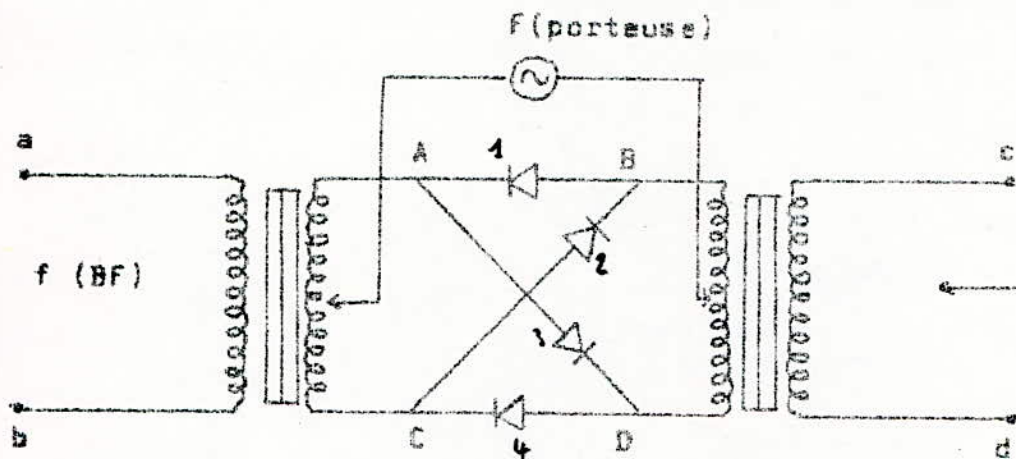
$$i = I_0 \sin 2\pi F t + \frac{K}{2} I_0 \sin 2\pi (F+f) t + \frac{K}{2} I_0 \sin 2\pi (F-f) t$$

Cette dernière équation montre qu'un courant modulé en AM peut être considéré comme la superposition de 3 courants respectivement de fréquence : F , $F+f$ et $F-f$.

Si maintenant, on module une porteuse F par toutes les fréquences du spectre d'une voie téléphonique (300-3400 Hz) chacune de celle-ci donne naissance à deux fréquences latérales. Ainsi on réalise le multiplexage en fréquence en transposant plusieurs voies à l'aide des porteuses régulièrement espacées.

EXEMPLE DE MODULATEUR UTILISE : MODULATEUR EN ANNEAU (FIG.1.A)

Ce type de modulateur peut-être représenté comme suit:



Pendant une $\frac{1}{2}$ période de la fréquence porteuse F , les diodes 1 et 4 sont conductrices, tandis que 2 et 3 ne laissent passer aucun courant. tout se passe comme si les points A et B d'une part, C et D d'autre part, étaient réunis.

Pendant la $\frac{1}{2}$ période suivante de la fréquence F , ceux sont les diodes 2 et 3 qui sont conductrices, tandis que les diodes 1 et 4 ne laissent passer aucun courant. Tout se passe comme si les points A et D d'une part et B et C d'autre part étaient réunis.

De cette façon on réalise bien, l'inversion à la fréquence F ; à la sortie, on recueille les fréquences $F-f$, $F+f$, $F-3f$, $F+3f$, etc.

Un filtre passe-bande permet de ne conserver que les fréquences désirables.

DEMODULATION

On utilise le même dispositif que pour la modulation. On module un courant F par un courant $(F-f)$, on obtient les deux bandes de fréquences latérales.

$$F-(F-f) = f \quad \text{et} \quad F+(F-f) = 2F-f$$

On retrouve ainsi, la fréquence f désirable. le même raisonnement s'applique pour le courant $F+f$

Remarque : Pour la démodulation, la parole n'est restituée avec fidélité que si la fréquence de l'oscillateur de démodulation est rigoureusement la même que celle du modulateur à l'autre extrémité du circuit.

Si la fréquence de l'oscillateur de démodulation subit une variation ΔF , soit $F + \Delta F$, la fréquence locale f , transformée en $F-f$ par modulation sera restituée comme suit : $F + \Delta F - (F-f) = f + \Delta F$. Toutes les fréquences du spectre vocale se trouveraient donc transposées d'une quantité ΔF .

L'expérience montre que si ΔF atteint une vingtaine de périodes, le timbre de la voie est considérablement modifié. Il résulte de là, que les oscillateurs doivent très stables en fréquences.

RAPPELS SUR LA PAIRE COAXIALE

Le circuit comporte un conducteur cylindrique intérieur, généralement plein et un conducteur extérieur en forme de tube coaxial. Les lignes de force du champ électrique E sont radiales et celles du champ magnétique H sont transversales. Les circuits coaxiaux ne peuvent être utilisés au dessous de 60 KHz à cause de l'effet pelliculaire. Ce dernier cause un grand affaiblissement, le courant est concentré à la surface du conducteur.

PARAMETRES PRIMAIRES LONGITUDINAUX

- Inductance externe : La grandeur du champ magnétique en un point du diélectrique situé à une distance x de l'axe du circuit est donné par $H = \frac{I}{2\pi x}$. Le flux magnétique est $\Phi = \int_{d/2}^{D/2} \mu H dx$ μ est la perméabilité du diélectrique, d et D respectivement le diamètre intérieur du conducteur intérieur et le diamètre du conducteur extérieur.

L'inductance linéique externe, qui est le flux par unité de courant est

$$L_e = \frac{\mu}{2\pi} \text{Log} \frac{D}{d} \text{ (H/m)}$$

Exemple: Câble coaxial type $D/d = 4,71$, $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

on trouve $L_e = 310 \mu\text{H/km}$.

- Résistance et réactance interne : La résistance et la réactance internes du circuit coaxial sont les sommes de celles des conducteurs intérieur et extérieur.

$$R = R_{int} + R_{ext} \quad , \quad X_i = wL_i = w(L_{int} + L_{ext})$$

Comme les paramètres ne sont pas les mêmes pour les deux conducteurs, nous les éluerons , pour chacun d'eux, en fonction d'une quantité U égale au produit du rayon du conducteur par le module de l'exposant de propagation plane des ondes électriques dans le métal, soit:

$$U = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0 \sigma}{c}} = \frac{d}{2} \sqrt{uw\sigma} \quad \text{étant la conductivité}$$

du conducteur.

Les composants réelle R et x de l'impédance linéique interne du conducteur sont donnés par :

$$R = x = \frac{1}{nd} \sqrt{\frac{uw}{2\sigma}} = \frac{U \sqrt{2}}{\sigma nd^2} .$$

Ces relations sont valables pour les grandes valeurs de la variable U sans dimension. D'autre part on préfère évaluer R et x, en fonction de la résistance du conducteur plein de diamètre d, soit

$$R_0 = \frac{4}{\pi \sigma d^2}$$

Les relations précédentes donnent:

$$\frac{R}{R_0} = \frac{x}{R_0} = \frac{U \sqrt{2}}{4} = 0,3535 U .$$

Un calcul plus rigoureux montre que l'on obtient pour la résistance une meilleure approximation, en ajoutant au second membre de la relation précédente un terme de courbure égale à +0,25 dans le cas où le courant est à la surface extérieure du conducteur et -0,25 s'il est à la surface intérieure.

-Conducteur_extérieur: Pour le conducteur extérieur, nous utiliserons, outre la quantité U, une seconde quantité V égale à $25/\Delta$.

S = épaisseur en mm et Δ = coque fictive., l'épaisseur de la coque fictive est celle d'une bande de même métal et de même longueur que le conducteur et dont la résistance en courant continu est égale à celle du conducteur réel en courant alternatif.

$$\Delta = \frac{D}{U \sqrt{2}}, \text{ donc } V = \frac{25 U \sqrt{2}}{D}$$

- Si le paramètre $V > 5$, on utilise ce qui suit:

$$\frac{R}{R_0} = 0,3535 U - 0,25, \quad \frac{X}{X_0} = 0,3535 U.$$

quand U est assez grand, on donne $R = X = \frac{1}{\pi D} \sqrt{\frac{w u}{2}}$

si V est < 5 , on utilise à toutes fréquences les formules suivantes, avec une erreur relative inférieure à $(\frac{5}{D})^2$

$$\text{soit : } \frac{R}{R_0} = \frac{VD}{85} \cdot \frac{\text{sh}V + \sin V}{\text{ch}V - \cos V} - 0,25$$

$$\frac{X}{X_0} = \frac{VD}{85} \cdot \frac{\text{Sh}V - \sin V}{\text{ch}V - \cos V}$$

Les résultats pour $V > 5$ (notre cas),

$$\text{avec } R_{01} = 0,26 \Omega/\text{km} \quad \sigma_1 = 58 \cdot 10^6$$

$$R_{02} = 19 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{km} \quad \sigma_2 = 35 \cdot 10^6$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

PARAMETRES PRIMAIRES TRANSVERSAUX

- Capacité: La capacité linéique qui est celle d'un condensateur cylindrique est donnée par la relation:

$$C = \frac{2 \pi \epsilon}{\text{Log } D/d} = \frac{K \cdot 10^{-9}}{18 \text{ Log } D/d}$$

K = permittivité r'latve du diélectrique = 2,25
D/d = 4,71, on trouve C ≈ 80,6 nF/Km.

Perdittance : On utilise exclusivement pour l'espacement des conducteurs, des circuits coaxiaux, des matières à très faibles pertes. Pour le polyéthylène par exemple, l'angle de perte est inférieure à $4 \cdot 10^{-4}$ aux fréquences usuelles. La perdittance peut donc, être négligée dans le calcul des paramètres secondaires.

Paramètres secondaires ; :

- Impédance caractéristique : Elle est définie par la relation suivante, la perdittance étant négligée.

$$Z_c = \frac{\sqrt{R + j\omega(L_e + iL_i)}}{jC\omega} = \sqrt{\frac{L_e}{C}} \cdot \sqrt{1 + \frac{R + jL_i\omega}{jL_e\omega}}$$

aux fréquences d'utilisation, l'impédance interne $R + jL_i\omega$ est très petite devant la réactance externe $jL_e\omega$. On applique l'approximation : $\sqrt{1 + \Delta} \approx 1 + \frac{\Delta}{2}$ Δ petit.

on aura:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_e}{C}} + \frac{R + jL_i\omega}{2j\omega \sqrt{L_e C}}$$

Aux fréquences très élevées, le dernier terme est négligé, on a: $Z_c = \sqrt{\frac{L_e}{C}}$ qui serait proche de 75 .

Aux fréquences moins élevées on a :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_e}{C}} + \frac{1-j}{2} \sqrt{\frac{1}{2\sigma\omega\epsilon}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right)$$

Les spécifications actuelles demandent que l'impédance caractéristique à 1 Mhz soit aussi voisine que possible de 75 Ω .

AFFAIBLISSEMENT :

Dans le domaine des fréquences d'utilisation, la réactance longitudinale wL_e est toujours grande devant la résistance; la perdite est toujours négligée. L'affaiblissement sera donné par :

$$\alpha = \frac{\sqrt{w\epsilon}}{2} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \frac{1}{\text{Log } D/d} \quad \text{en neper/m. Il}$$

croît donc comme la racine carée de la fréquence.

Aux fréquences plus basses, on donne $\alpha = \frac{R}{2Z_c}$ ($w \rightarrow \infty$)

Si en maintenant D constant, on augmente d , la résistance et l'impédance caractéristique décroissent toutes deux, ces deux variations agissent en sens contraire sur l'affaiblissement. Ceci explique qu'il y'a une valeur du rapport D/d qui rend minimum. Cette valeur est $D/d = 3,6$. Pour notre cas $\frac{D}{d} = 4,71$. à 25 MHz, $\alpha = 7,07$ dB/MN.

VARIATION DE α AVEC LA TEMPERATURE :

Le coefficient de température reste moins élevé parce que l'effet pelliculaire varie en sens inverse de la conductivité. On admet la loi de variation suivante:

$$\alpha_\theta = \alpha_{20} [1 + 0,002 (\theta - 20)] .$$

Sont les affaiblissements linéique aux températures $\theta^\circ\text{C}$ et 20°C .

DEPHASAGE ET VITESSE DE PROPAGATION :

Le déphasage linéique est donné par :

$$\beta = w \sqrt{C(L_e + L_i)} \quad \text{aux très hautes fréquences } L_i \ll L_e$$

en approximant $\beta = w \sqrt{C \cdot L_e} = w / \mu \epsilon$

La vitesse de propagation est donnée par :

$$v = \frac{v_0}{\sqrt{K}} \quad v_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad \text{et} \quad K = 2,25 \text{ pour le polyéthylène.}$$

on trouve $v = 2 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

Les circuits coaxiaux sont donc à très grande vitesse de propagation.

Aux fréquences plus basses, L_i L_e , et on a

$\beta = \omega \sqrt{C \cdot L_e} \left(1 + \frac{L_i}{2 L_e} \right)$. On remarque qu'il y'a une légère diminution de la vitesse donc une légère distorsion de phase.

---o0o---

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Cours de " Lignes à grande distance "
Par P.M. PRACHE, H. JANNES, M. TROUBLE et G. CLAVAUD
Editions EYROLLES -1978-
- Télécommunications par Faisceau Hertzien
Par Marc MATHIEU Editions DUNOD -1979-
- Cours de " Micro-ondes " par M. ZERGUERRAS
- Notices techniques des liaisons 80 et 480 voies.
- Notices techniques " Câbles de Lyon " et "CIT Alcatel"
- Notices techniques "SUBMARCOM"