

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

7/76
201

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكننة
.....
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

FREQUENCES HARMONIQUES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

Proposée par

Dr. ING : GHEORGHE I. CIRTINA

Etudiée par

ALI FELIACHI

JUIN 1976

// -)

mes parents

mes amis

P R E F A C E

Ce travail, exécuté au terme de ma thèse de fin d'études, en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur en Electrotechnique, porte sur l'étude des fréquences harmoniques présentes dans les réseaux électriques.

Cette étude groupe les sources harmoniques, la gêne provoquée par cette pollution et les moyens de réduire les niveaux des harmoniques.

Faute d'expérience et de pratique, je me suis basé sur les études théoriques dont je disposais, ainsi que sur mes réflexions et les conseils de mon promoteur M. Cirtina.

C'est ici une occasion pour moi de remercier tous les professeurs qui ont contribué, dans le cadre de leur enseignement, à ma formation, et particulièrement M. Gheorghe I. CIRTINA pour son aide précieuse en ce dernier semestre de mes études. Je tiens aussi à remercier MM. Artichevski, Saal et Zebrowski pour les textes qu'ils m'ont traduits.

Ali FELIACHI



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

L'ingénieur électricien, s'occupant du transport et de la distribution de l'énergie électrique, a pour but la minimisation des pertes dans le réseau électrique d'une part, et la satisfaction de la clientèle du point de vue qualité de l'énergie d'autre part. Certes pour aboutir à cette fin les problèmes à résoudre ne sont pas limités en nombre et leur difficultés sont plus ou moins grandes. C'est ce qui explique les nombreux travaux effectués dans ce sens. Cependant, quelques années auparavant, une grandeur électrique semblait n'avoir pas d'influence néfaste sur le réseau ou sur le consommateur : il s'agit de la fréquence dont on entendait toujours la pureté mais à laquelle on se referait rarement. Pourtant un réseau électroénergétique est réputé fournir en tout point de livraison l'énergie à une fréquence bien définie : 50 Hz (60 Hz aux U.S.A.) ce qui entraîne une fréquence standard pour les constructeurs d'appareils électriques. Pour un bon fonctionnement de ces derniers la pureté de la fréquence doit être satisfaisante : il faut alors que le taux des harmoniques de courant ou de tension soit dans des limites acceptables.

Le fait que dans le proche passé le problème de la pureté de la fréquence n'a pas été traité tient sans doute à ce que la qualité généralement obtenue à ce point de vue était largement suffisante. Comme le problème se pose de nos jours il y a forcément apparition de sources augmentant le taux d'harmoniques.

Il est alors nécessaire de définir les sources harmoniques et d'étudier leur taux, surtout pour les dispositifs récents : les redresseurs industriels, par exemple, qui voient leur nombre se multiplier dans le réseau. En Algérie de puissants redresseurs ont été installés dans l'industrie sidérurgique : El-Hadjar...

Les sources harmoniques, la production et l'étude des harmoniques sont l'objet du premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre les calculs que nous avons effectués sur des schémas simplifiés du réseau nous ont permis d'étudier les paramètres du réseau susceptibles d'influencer le niveau de chaque harmonique (lon-

gueur de la ligne, son type, sa représentation, sa compensation par des bobines de réactance...). Les expressions mathématiques auxquelles nous avons abouti nous ont permis de tracer les courbes correspondantes. Cette partie comporte également la détermination de l'impédance harmonique du réseau. Elle essaye alors de grouper les caractéristiques qu'on doit connaître avant la connexion d'un appareil sensible en un point quelconque du réseau : installation des batteries de condensateurs, par exemple, ce qui est en train de se faire en Algérie.

Quant au troisième chapitre il consiste à étudier les perturbations produites par les fréquences harmoniques. La pollution harmonique gêne l'utilisateur et le réseau électrique, on s'intéressera cependant aux perturbations du réseau.

Enfin, comment peut-on réduire le niveau des harmoniques? Par action sur la source, en plaçant des filtres ou en utilisant d'autres moyens : la réponse fera l'objet du quatrième et dernier chapitre.

 H A P I T R E : I

*_**

PRODUCTION DE FREQUENCES HARMONIQUES



- I. Nécessité de certains appareils
- II. Sources Harmoniques
- III. Etudes des Harmoniques

PRODUCTION DES FREQUENCES HARMONIQUES

Certains appareils déforment, à l'intérieur d'une période, la courbe de tension ou de courant, par rapport à une onde sinusoïdale permanente. Or on sait qu'une courbe périodique peut être décomposée en un nombre infini de courbes sinusoïdales de différentes périodes. La décomposition se fait à l'aide des séries de Fourier ; les courbes obtenues sont les harmoniques de la courbe donnée. Avant de voir comment ces appareils produisent des fréquences harmoniques on commence par les présenter en rappelant leur nécessité. Enfin, dans le troisième paragraphe, on étudiera les harmoniques des différentes sources.

I. NECESSITE DE CERTAINS APPAREILS

Tous les appareils électriques peuvent être groupés en deux classes les appareils du système électroénergétique et ceux des usagers.

I.1. Le système électrique

Le système électroénergétique prend naissance à la centrale électrique et meurt chez le consommateur industriel. Il concerne alors la production, le transport et la distribution de l'énergie électrique.

I.1.1. Production

La transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique est assurée par les alternateurs. Ces appareils produisent une tension alternative, triphasée, de fréquence 50 Hz.

I.1.2. Transport

De nos jours, le transport se fait, selon le cas, en courant alternatif ou en courant continu. Ces derniers temps, le transport en courant alternatif de fréquence industrielle s'est imposé grâce à son rendement élevé. Cependant, dans des conditions particulières, le transport en courant continu est actuellement choisi. Ce choix est dû, d'une part au développement et au progrès des semi-conducteurs, et d'autre part à certaines conditions particulières : ligne très longue (interconnexion ou distances très grandes : cas de l'Algérie), ligne en câble (alimentation d'une île : liaison Italie-Sardaigne, France-Angleterre).

Pour le transport de l'énergie électrique on fait alors appel aux

transformateurs et aux convertisseurs.

I.1.3. Distribution

La distribution de l'énergie électrique aux différents consommateurs nécessite des transformateurs. En effet la tension du réseau de distribution est en général différente de la tension demandée par le consommateur industriel.

En conclusion, le système électroénergétique nécessite des alternateurs, des transformateurs et des convertisseurs.

I.2. Les consommateurs

La demande en énergie électrique, du point de vue puissance et nature du courant, diffère d'un consommateur à un autre. L'énergie est fournie à l'utilisateur sous forme de tension alternative qu'il utilise soit sous cette forme soit après l'avoir redressée.

Il l'utilise directement pour l'alimentation de ses appareils qui sont les charges du réseau. Dans le but de cette étude les charges intéressantes sont celles qui déforment la courbe de tension ou de courant. C'est le cas des charges non-linéaires. Par charge non-linéaire on comprend toute charge dont la caractéristique de la tension en fonction du courant n'est pas linéaire. C'est le cas des lampes à décharge, des fours à arc, des postes de soudure à arc, des bobines dont le fer est saturé, et des appareils à réglage électronique de phase, largement diffusés dans le réseau. Ces derniers sont des appareils dont la puissance est réglée par action sur l'angle d'amorçage des thyristors ou triacs. Dans cette catégorie on reconnaît les gradateurs de lumière et un très grand nombre d'appareils électroménagers tels que la machine à laver, l'aspirateur etc...

Enfin certains usagers ont besoin de courant continu. Les plus nécessaires de cette énergie sont les industries chimiques et métallurgiques ainsi que la traction électrique. Par exemple l'électrolyse ne peut se faire qu'avec du courant continu. La métallurgie et la traction électrique font appel au moteur à courant continu dont les performances de variation de vitesse sont très élevées. Cette demande d'énergie continue se traduit par l'installation de redresseurs industriels.

L'utilisateur a besoin donc de charges non-linéaires.

En conclusion, l'énergie électrique, pour son trajet production-utilisation, nécessite des machines tournantes, des transformateurs, des convertisseurs et d'autres charges non-linéaires.

II. SOURCES HARMONIQUES

Les appareils, qu'on vient de voir leur nécessité, produisent des fréquences harmoniques. Il est commode de classer ces générateurs de fréquences harmoniques en générateurs de tension et générateurs de courant, bien que le réseau, lorsqu'il est soumis à ces tensions, soit traversé par des courants harmoniques et, lorsqu'il est soumis à ces courants, fasse apparaître à ses bornes des tensions harmoniques.

II.1. Générateurs de tensions harmoniques

Un générateur de tensions harmoniques impose ses tensions au réseau qui lui est raccordé, l'analogie à la fréquence industrielle d'un tel générateur est l'alternateur. La représentation schématique consiste alors en une force électromotrice E_n en série avec une impédance interne Z_n . Le courant harmonique I_n débité par le générateur est déterminé par le réseau extérieur, si l'on appelle Z_{ccn} l'impédance harmonique de court-circuit du réseau, ce courant est déterminé par la loi d'Ohm :

$$I_n = \frac{E_n}{Z_n + Z_{ccn}} \quad (1)$$

Les appareils qui constituent des générateurs de tensions harmoniques sont les machines tournantes et les transformateurs.

II.1.1. L'alternateur

La force électromotrice à vide d'un alternateur et plus encore la tension en charge ne sont pas sinusoïdales, autrement dit, renferment des harmoniques. Ils sont dus à trois causes :

a) Répartition non sinusoïdale du flux dans l'entrefer

Cette répartition dépend de la forme des pôles inducteurs (pôles saillants) et de l'écartement des encoches, du nombre de conducteurs par encoche dans le cas des pôles lisses.

En effet disposons le conducteur (a) sur le stator et les épanouissements polaires sur le rotor parallèlement à l'axe de la machine (fig1a).

Excitons la machine et faisons la tourner à la vitesse constante N .

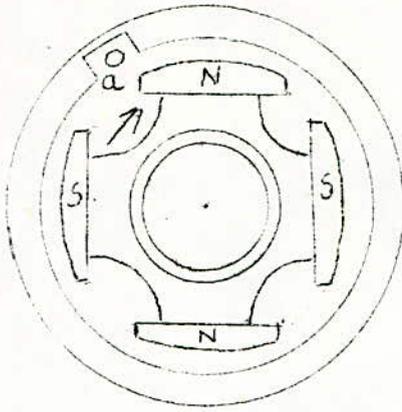


fig.1a:

f.e.m dans le conducteur .

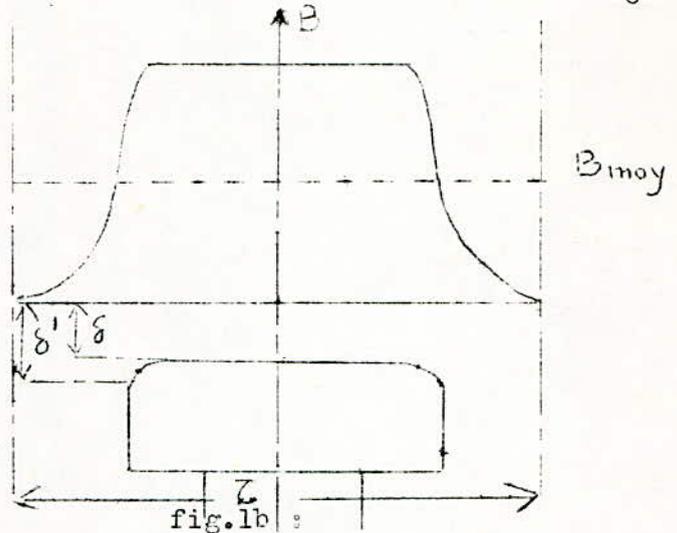


fig.1b:

Répartition de l'induction dans l'entrefer au dessus d'un pas polaire.

La valeur instantanée de la f.e.m induite dans le conducteur a sera

$$e_c = B_x \cdot l \cdot v \tag{2}$$

B_x représente la valeur de l'induction à l'endroit où le conducteur se trouve à l'instant donné, l est la longueur de la partie active et v la vitesse linéaire du rotor.

De cette façon la nature de la variation dans le temps de la f.e.m induite dans le conducteur en fonction du temps correspond exactement à la courbe de répartition de l'induction dans l'entrefer suivant la circonférence de l'induit (fig.1b).

b) Déformations dues à la réaction d'induit

Le courant dans l'enroulement statorique d'une machine synchrone crée une force magnétomotrice dont l'onde fondamentale dite force magnétomotrice de réaction d'induit tourne au synchronisme avec le rotor. La F.M.M. de réaction d'induit agit sur la F.M.M. engendrée par l'enroulement d'excitation peut modifier le champ d'excitation de la machine ainsi que déformer ce champ. Le facteur de forme du champ, et de même le taux d'harmoniques, dépend des pôles de la machine (lisses ou saillants).

c) Ondulations périodiques du flux sous l'action de la denture de l'induit

Suivant la position de la pièce polaire (fig 2) par rapport aux dents la réluctance de l'entrefer est modifiée, et par conséquent le flux et la f.e.m comporte alors des déformations caractéristiques de denture. Leur ordre est rigidement lié au nombre d'encoches par intervalle polaire dou-

ble 2Q :

$$n = 2Qk + 1 \quad (3)$$

où k est un nombre entier, n est le rang de l'harmonique.

Si p est le nombre de phases et q le nombre d'encoches, on peut écrire :

$$Q = p \cdot q$$

finalement :

$$n = 2 \cdot p \cdot q \cdot k + 1 \quad (4)$$

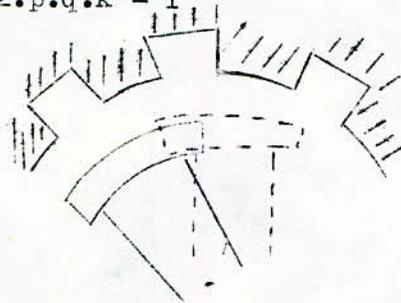
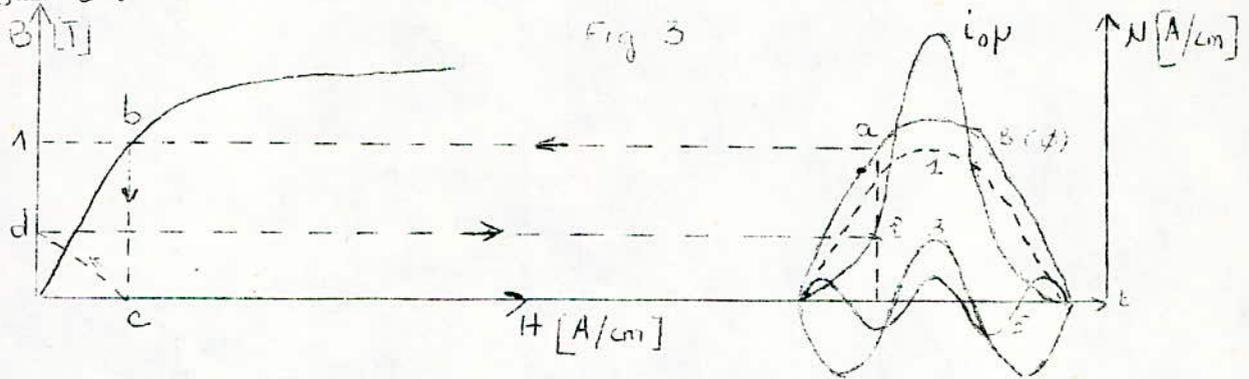


Fig 2

II.1.2. Le transformateur

Les harmoniques produits par le transformateur sont dus à la saturation de son circuit magnétique. Puisque la courbe d'aimantation n'est pas une droite, le courant qui correspond à un flux d'induction sinusoïdal, donc à une f.e.m sinusoïdale, n'est pas sinusoïdal, comme le montre la figure 3 :



En effet, selon la loi du circuit magnétique, on a

$$\phi = i_0 \cdot w_1 / R$$

où $i_0 \cdot w_1$ est la F.M.M produite par le courant magnétisant i_0 .

R est la réluctance du circuit magnétique.

La figure 3 montre la forme de la courbe du courant magnétisant en fonction du temps suivant la courbe d'aimantation moyenne pour l'acier à transformateurs. La construction a été faite dans le sens des flèches. On peut alors développer cette courbe en une série d'harmoniques. Etant donné que cette courbe est symétrique par rapport à l'origine, la série con-

tient seulement les harmoniques d'ordre impair.

La teneur en % des harmoniques supérieurs dans la courbe du courant est d'autant plus élevée que l'amplitude de l'induction est plus grande.

II.1.3. La machine asynchrone

La machine asynchrone s'apparente en bien des points au transformateur. Comme dans cet appareil le courant magnétisant du moteur asynchrone subit une distorsion due à la saturation et contient certains taux d'harmoniques impairs.

Une autre cause d'harmoniques produits par cette machine est la variation de la réluctance provoquée par les encoches du stator et du rotor. Si l'on désigne par Q_1 et Q_2 les nombres d'encoches du stator et du rotor par pôle de la machine, les fréquences de denture sont :

$$\begin{aligned} f_1 &= (2Q_1(1-g) \pm 1)f \\ f_2 &= (2Q_2(1-g) \pm 1)f \end{aligned} \quad (6)$$

où g est le glissement de la machine et f la fréquence fondamentale.

On remarque que ces fréquences dépendent de la charge du moteur.

II.2. Générateurs de courants harmoniques

Un générateur de courants harmoniques est, au contraire du générateur de tensions harmoniques, un appareil qui débite dans le réseau des courants harmoniques indépendants de l'impédance du réseau et ce sont les tensions harmoniques aux bornes d'un générateur qui sont déterminées par la loi d'Ohm :

$$U_n = Z_{cn}.I_n \quad (7)$$

Un générateur de courants harmoniques impose donc ses courants au réseau qui lui est raccordé.

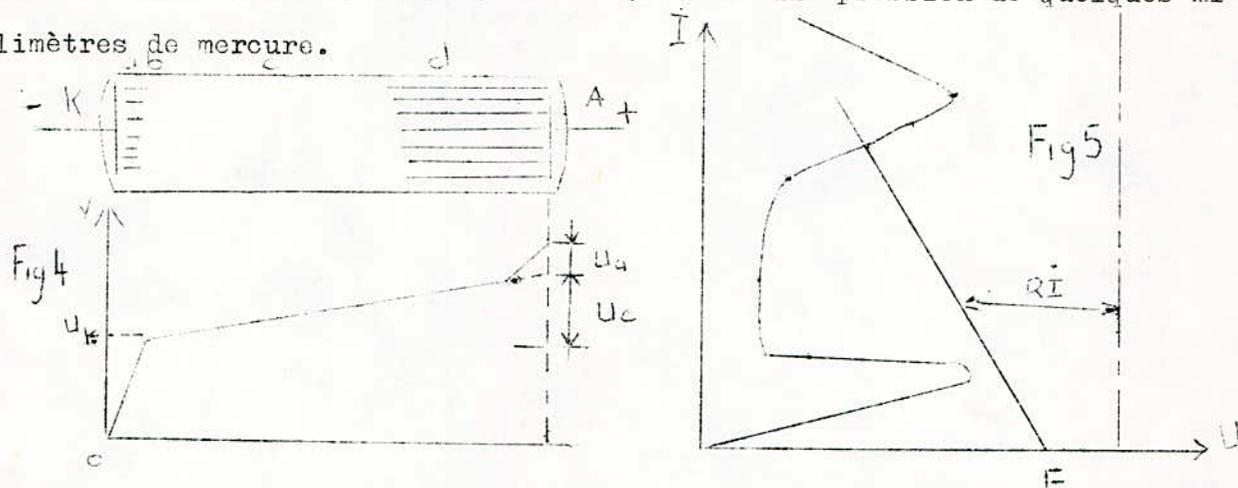
Les appareils à réglage électronique de phase, les redresseurs, et autres charges non-linéaires sont des générateurs de courants harmoniques.

II.2.1. Quelques charges non-linéaires

Une cause de non-linéarité de la caractéristique tension-courant de certaines charges réside dans l'existence d'un arc électrique ou d'une décharge dans un gaz. On cite en exemple les tubes fluorescents, les postes de soudure à l'arc, les fours à arc etc...

a) Décharge dans un gaz

La figure 4 schématise l'aspect et les principales particularités d'une décharge lumineuse telle qu'il est possible de l'obtenir par exemple dans un tube de verre contenant de l'air sous une pression de quelques millimètres de mercure.



En partant de la cathode, on rencontre successivement un espace cathodique obscur a, une région lumineuse b qui constitue la lumière négative, puis un nouvel espace obscur c (qui manque parfois) et enfin la colonne positive lumineuse, ou plasma, qui s'étend jusqu'à l'anode. La répartition des potentiels suivant ces différentes régions est donnée par la courbe ci-dessus. Au voisinage de la cathode se trouve localisée une forte chute de potentiel, la chute de potentiel cathodique U_k qui correspond à la tension nécessaire au maintien de la décharge. Cette rapide chute de potentiel est suivie d'une variation bien plus lente, sensiblement proportionnelle à la longueur, comme dans un conducteur ohmique : c'est la tension U_c de la colonne positive. Enfin il existe parfois encore une variation de potentiel, brutale, au niveau de l'anode, la chute de potentiel anodique.

Quand on augmente la tension appliquée à un tel tube à partir de zéro, on observe tout d'abord les phénomènes de "décharges obscures". Puis la décharge devient autonome pour la tension d'amorçage, alors que le courant croît rapidement. Le point de fonctionnement est donné par l'intersection de la courbe $I(U)$ avec la droite qui fournit, en fonction du courant, la tension disponible aux bornes du tube :

$$U = E - R.I$$

Ainsi si la tension U est sinusoïdale on peut construire graphiquement la forme du courant en fonction du temps. A chaque instant t on a une valeur de U à laquelle correspond un point de fonctionnement et par consé-

quent un courant.

Comme $I(U)$ n'est pas rectiligne la courbe $I(t)$ ne sera pas sinusoïdale, elle peut alors être développée en une série d'harmoniques.

b) Décharge d'arc

Quand la tension aux bornes du tube dépasse une certaine valeur les décharges d'arc prennent naissance. Le procédé usuel pour amorcer les décharges d'arc consiste à mettre d'abord les électrodes en contact pour provoquer un important échauffement local, puis à les séparer l'une de l'autre. Pour un arc de longueur donnée la tension diminue lorsque l'intensité croît (fig 6)

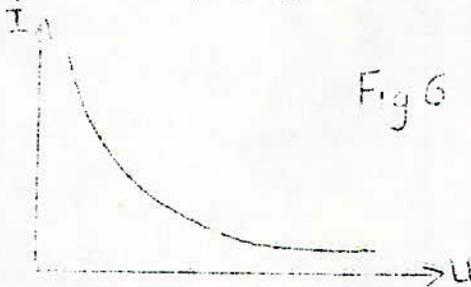


Fig 6

La même construction graphique de la forme du courant en fonction du temps est possible.

En conclusion, des charges non-linéaires alimentées par une tension sinusoïdale déforment la courbe de courant et par conséquent produisent des courants harmoniques.

II.2.2. Appareils à réglage électronique de phase

La commande de la puissance à l'aide des thyristors ou de triacs se fait par contrôle de phase ou par trains d'alternances.

La commande par contrôle de phase consiste à permettre le passage du courant pendant une fraction variable de la période du courant alternatif. (voir figure 7).

Dans le système de commande par trains d'alternances, le passage du courant est successivement établi et interrompu pendant un nombre entier d'alternances de la tension d'alimentation (fig 8). La variation du temps de passage t_1 et (ou) d'interruption t_2 du courant permet de faire varier la puissance moyenne absorbée.

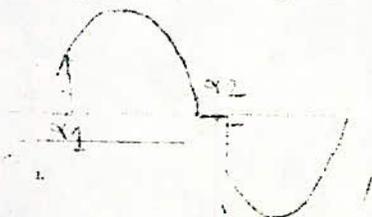


Fig 7

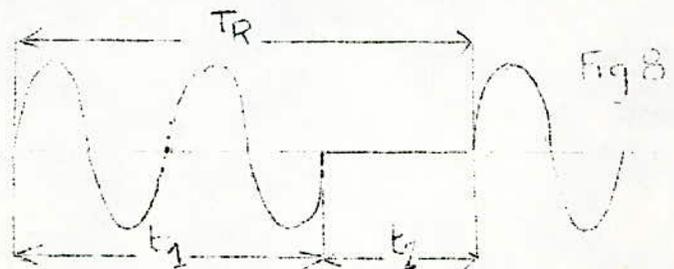


Fig 8

Dans le système de commande par contrôle de phase, l'onde de courant très déformée (lorsque l'angle d'amorçage n'est pas nul) comporte évidemment d'importantes composantes harmoniques de la fréquence fondamentale du réseau d'alimentation résultant de la décomposition en série de Fourier de cette onde déformée.

II.2.3. Les redresseurs industriels

Les redresseurs industriels sont des sources importantes d'harmoniques. Du côté continu la tension présente toujours des ondulations, ce qui est à la base de la déformation de la courbe du courant primaire. Ainsi on peut considérer la composante alternative de la courbe de tension redressée comme la somme d'une série d'harmoniques. Les fréquences du spectre, dans une telle série, sont déterminées par l'égalité :

$$f_n = k.p.f \quad (8)$$

où : p est le nombre de phases secondaires, égal à la fréquence d'ondulation dans le circuit de la tension redressée,

k est un coefficient qui détermine le rapport du rang de l'harmonique considéré au nombre de phases p .

Le spectre des harmoniques faisant partie de la courbe de courant primaire est lié d'une façon bien déterminée à la teneur en harmoniques dans la courbe redressée. On peut voir ceci en comparant les courbes de tension redressée et de courant primaire d'un redresseur monophasé à deux alternances pour deux genres de charges :

- charge purement ohmique (fig 9a)
- charge ohmique et inductive pour X_d infinie (fig 9b)

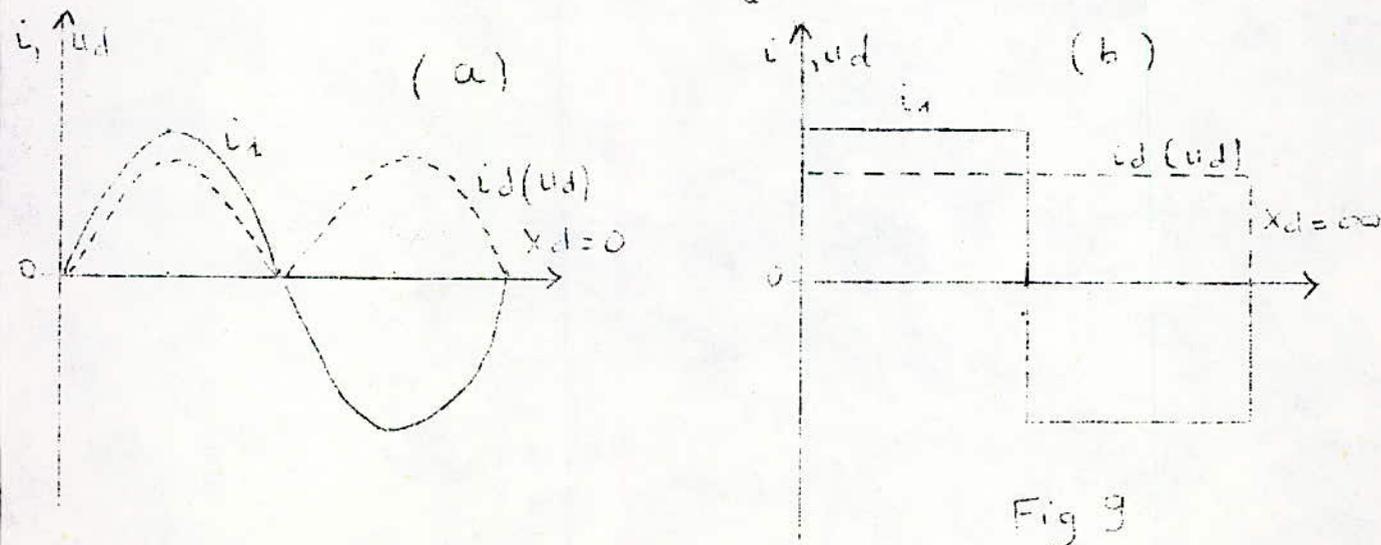


Fig 9

Avec une charge purement ohmique, lorsque la courbe de tension redressée u_d comporte un large spectre d'harmoniques supérieurs, ces derniers sont absents dans la courbe de courant primaire i_1 . Dans un autre cas extrême, lorsque la courbe redressée pour X_d infinie ne comprend pas d'harmoniques, la courbe du courant primaire comprend un large spectre d'harmoniques. Cette loi est valable quel que soit le nombre de phases secondaires.

La courbe de courant primaire comporte seulement les harmoniques dont le rang diffère de plus ou moins un du rang des harmoniques de la courbe de tension redressée :

$$n = k.p \pm 1 \quad (9)$$

III. ETUDE DES HARMONIQUES

Les sources harmoniques sont fort nombreuses, comme on vient de le voir. On commence l'étude des harmoniques par donner certaines généralités, ensuite on essaye de comparer le niveau des harmoniques des différentes sources afin de remarquer les plus gênants.

III.1. Généralités sur les harmoniques

La notion d'harmonique est liée à la notion de déformation. On va alors définir la valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale et les facteurs caractéristiques de la déformation. Enfin on donnera des généralités sur les systèmes harmoniques triphasés.

III.1.1. Valeur efficace d'une grandeur alternative non sinusoïdale

La valeur efficace Y d'une fonction périodique y est la moyenne quadratique des valeurs prises par cette fonction pendant la durée d'une période.

$$Y = \left(\frac{1}{T} \int_0^T y^2 \cdot dt \right)^{1/2}$$

Lorsque le développement en série de Fourier d'une fonction périodique est connu, on peut déterminer sa valeur efficace. A cet effet, il faut d'abord calculer le carré de cette fonction, soit

$$y^2 = \left(C_1 \cos(\omega t - \phi_1) + C_2 \cos(2\omega t - \phi_2) + \dots \right)^2$$

En effectuant ce calcul on trouve les catégories d'expressions :

- termes carrés : $C_n^2 \cos^2(nwt - \phi_n)$
- termes sinusoïdaux : $2C_o C_n \cos(nwt - \phi_n)$
- termes rectangles : $2C_m C_n \cos(mwt - \phi_m) \cos(nwt - \phi_n)$

L'intégration des termes carrés donne, compte tenu de ce que l'intervalle d'intégration T est un multiple des périodes T/n de l'harmonique considéré, $(T/2)C_n^2$.

L'intégration des termes sinusoïdaux donne, pour la même raison, des valeurs nulles.

L'intégration des termes rectangles donne aussi des valeurs nulles, ce qu'on vérifie en remplaçant le produit de cosinus par une somme de cosinus de pulsations $(n+m)w$ et $(n-m)w$.

Ainsi la valeur efficace de la fonction est :

$$Y = (0,5(C_1^2 + C_2^2 + \dots + C_n^2 + \dots))^{0,5}$$

Cependant la valeur efficace d'un harmonique de rang n considéré, isolément, est : $Y_n = C_n / (2)^{0,5}$

donc on a : $Y = (Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2 + \dots)^{0,5}$

Si on pose : $y_n = Y_n / Y_1$, c'est à dire on rapporte la valeur efficace des composantes harmoniques à celle du terme fondamental, on obtient :

$$Y = Y_1 (1 + y_1^2 + y_2^2 + \dots + y_n^2 + \dots)^{0,5} \quad (10)$$

III.1.2. Facteurs caractéristiques de la déformation d'une courbe périodique

La déformation d'une courbe périodique par rapport à la sinusoïde est caractérisée par un certain nombre de facteurs.

a) Facteur de crête : C'est le rapport de la valeur maximale à la valeur efficace d'une fonction : $f = Y_m / Y$

b) Facteur de déformation : Soit S_m l'ordonnée maximale de la sinusoïde équivalente (sinusoïde de même période que le terme fondamental et de même valeur efficace); le facteur de déformation est égal au quotient par S_m de la différence $(Y_m - S_m)$, soit : $F = (Y_m - S_m) / S_m$
 Or $S_m = S / (2)^{0,5}$ et par définition $S = Y$, d'où :

$$F = (f/(2)^{0,5} - 1) \quad \text{ou} \quad f = (1 + F) / (2)^{0,5}$$

c) Résidu : Le résidu d'une fonction de valeur efficace Y, dont les harmoniques ont respectivement pour valeurs efficaces $Y_1, Y_2, \dots, Y_n, \dots$, est l'expression :

$$R = (Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2 + \dots)^{0,5}$$

On peut aussi caractériser la déformation par le rapport $d = R/Y$

III.1.3. Généralités sur les systèmes harmoniques triphasés

Par définition, les trois tensions simples v_1, v_2 et v_3 d'un système triphasé, équilibré, périodique et de période T, peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned} v_1 &= V \cdot f(t) \\ v_2 &= V \cdot f(t-T/3) \\ v_3 &= V \cdot f(t-2T/3) \end{aligned}$$

Si on affecte de l'indice 1 les grandeurs fondamentales et de l'indice n les grandeurs harmoniques de rang n. La décomposition en série de Fourier du système précédent permet d'écrire :

$$\begin{aligned} v_1 &= V_1 \cos \omega t + V_n \cos n(\omega t + \phi_n) \\ v_2 &= V_1 \cos \omega t + V_n \cos n(\omega t + \phi_n - 2\pi/3) \\ v_3 &= V_1 \cos \omega t + V_n \cos n(\omega t + \phi_n - 4\pi/3) \end{aligned}$$

Le déphasage entre les composantes de rang n des tensions étant égal à $n \cdot 2\pi/3$, il en résulte que les systèmes de tensions harmoniques constituent, selon le rang de la fréquence harmonique considérée, des systèmes triphasés d'ordre direct, inverse ou homopolaire. En désignant par k un nombre entier supérieur ou égal à un, on peut dire que, dans un système triphasé équilibré au sens des équations ci-dessus, les tensions harmoniques de rang $3k+1$ constituent des systèmes directs, celles de rang $3k-1$ des systèmes inverses et celles de rang $3k$ des systèmes homopolaires.

III.2. Niveau d'harmoniques

Pour affirmer que tel harmonique est gênant et tel autre non, il faut étudier les harmoniques des différentes sources.

III.2.1. L'alternateur

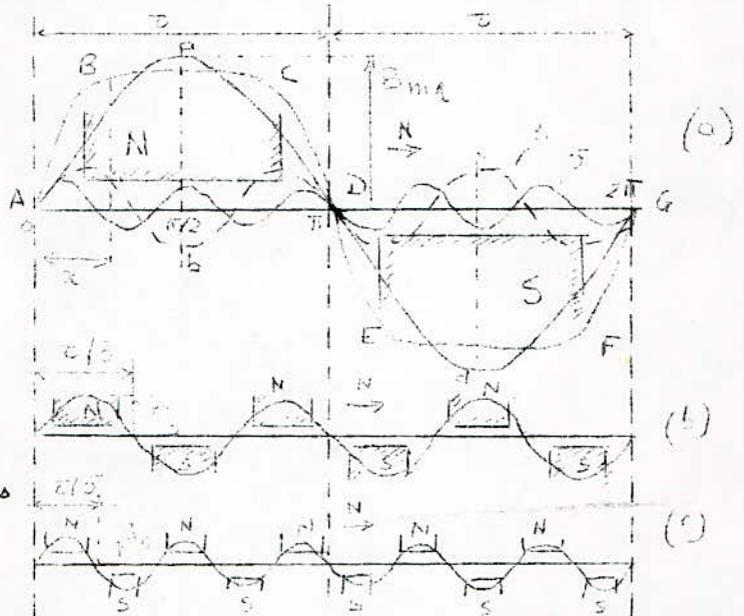
Considérons la figure 1, et déterminons la valeur efficace de la force électromotrice du conducteur. Admettons que la courbe d'induction est symétrique par rapport à l'axe des pôles ab et cd (fig 10).

Dans ce cas la courbe d'induction contient des harmoniques d'ordre impair, c'est à dire $n = 2k \pm 1$, et tous ces harmoniques coupent l'axe des abscisses aux points communs A, D etc... L'harmonique fondamental d'induction a une amplitude B_{m1} et un pas polaire σ qui correspond au nombre réel de pôles p , les harmoniques supérieurs ont des amplitudes B_{mn} et des pas polaires σ/n conformément à leur nombre de "pairs de pôles" $n.p$; chaque harmonique d'induction détermine l'harmonique de flux qui lui correspond voire :

$$\phi_1 = (2/\pi)\sigma.l.B_{m1}$$

$$\phi_n = (2/\pi)\sigma.l.B_{mn}/n$$

Fig. 13
Répartition de l'induction sous le pôle.
(développement en série d'harmonique (a); (b) et (c) modèles des rotors qui créent le 3^e et le 5^e harmonique d'induction)



Vu que tous les harmoniques d'induction du champ des pôles d'une machine synchrone sont immobiles par rapport au pôle ils tournent tous à la même vitesse N que le rotor. Pour cette raison la fréquence de la f.e.m induite dans le conducteur par chaque harmonique du flux sera :

$$f = p.N$$

$$\vdots$$

$$f_n = n.p.N$$

La valeur efficace de la f.e.m du conducteur est :

$$E_c = \left((2/\pi) \int_0^{\pi/2} e^2 . dt \right)^{0,5} = B.l.v$$

où : B est la valeur efficace de l'induction

v la vitesse périphérique du rotor : $v = \pi.D.N = (2\pi.D/2p).pN = 2\pi f$

Le flux total d'un pôle est : $\phi = \sigma.l.B_m$

Soit $k_e = B/B_m$ le facteur de forme de la courbe de champ, d'où :

$$E_c = 1.2\sigma.f.k_e.B_m = 2k_e.\phi.f$$

Pour la courbe sinusoïdale du champ on a $k_e = 1,11$; dans ce cas :

$$E_c = \Pi \cdot \phi \cdot f / (2)^{0,5}$$

Conformément à cette formule on obtient :

$$E_{c1} = (\Pi / (2)^{0,5}) \cdot \phi_1 \cdot f = (2)^{0,5} \cdot l \cdot B_{m1} \cdot f \cdot \tau$$

$$E_{c3} = (\Pi / (2)^{0,5}) \phi_3 \cdot f_3 = (2)^{0,5} \cdot (\tau/3) \cdot l \cdot B_{m3} \cdot 3f = (2)^{0,5} \cdot \tau \cdot l \cdot B_{m3} \cdot f$$

$$E_{cn} = (2)^{0,5} \cdot \tau \cdot l \cdot B_{mn} \cdot f$$

La valeur efficace de la f.e.m résultante du conducteur sera :

$$E_{c1} = (E_{c1}^2 + E_{c3}^2 + \dots + E_{cn}^2 + \dots)^{0,5} = E_{c1} (1 + (E_{c3}/E_{c1})^2 + \dots)^{0,5}$$

$$E_c = E_{c1} (1 + (B_{m3}/B_{m1})^2 + \dots)^{0,5} = (\Pi / (2)^{0,5}) \cdot \phi_1 \cdot f (1 + k_{B3}^2 + \dots + k_{Bn}^2 + \dots)^{0,5}$$

Vu qu'au flux d'une demi-onde d'induction de l'harmonique fondamental du champ on ajoute ou on retranche le flux d'une demi-onde du champ de l'harmonique supérieur, le flux total par pôle p est exprimé par la somme algébrique suivante :

$$\phi = \phi_1 \pm \phi_3 \pm \dots \pm \phi_n \pm \dots = \phi_1 (1 \pm (\phi_3/\phi_1) \pm \dots)$$

$$\phi = \phi_1 (1 \pm (B_{m3}/3B_{m1}) \pm \dots) = \phi_1 (1 \pm (k_{B3}/3) \pm \dots)$$

$$\phi = \phi_1 \cdot k_f$$

où k_f est le facteur de forme.

La f.e.m du champ devient :

$$E_c = (\Pi / (2)^{0,5}) \cdot \phi \cdot f \cdot (1 + k_{B3}^2 + \dots)^{0,5} / (1 \pm (k_{B3}/3) \pm \dots)$$

Ainsi, même au cas où les harmoniques supérieurs de l'induction sont assez importants ils influent relativement peu sur les valeurs de E_c . Dans ce qui suit nous allons étudier les harmoniques de la f.e.m d'un enroulement réparti à pas total.

Harmonique fondamental de la f.e.m :

Supposons que le nombre d'encoches par intervalle polaire est $Q = 6$. Le groupe de bobines dans le cas considéré comprend 4 bobines à pas total ($y = \tau$) sous chaque pôle se trouvent 4 encoches ($q = 4$). Toutes les q bobines sont connectées en série de façon que la fin d'une bobine quelconque est réunie au commencement de la bobine suivante (fig 11).

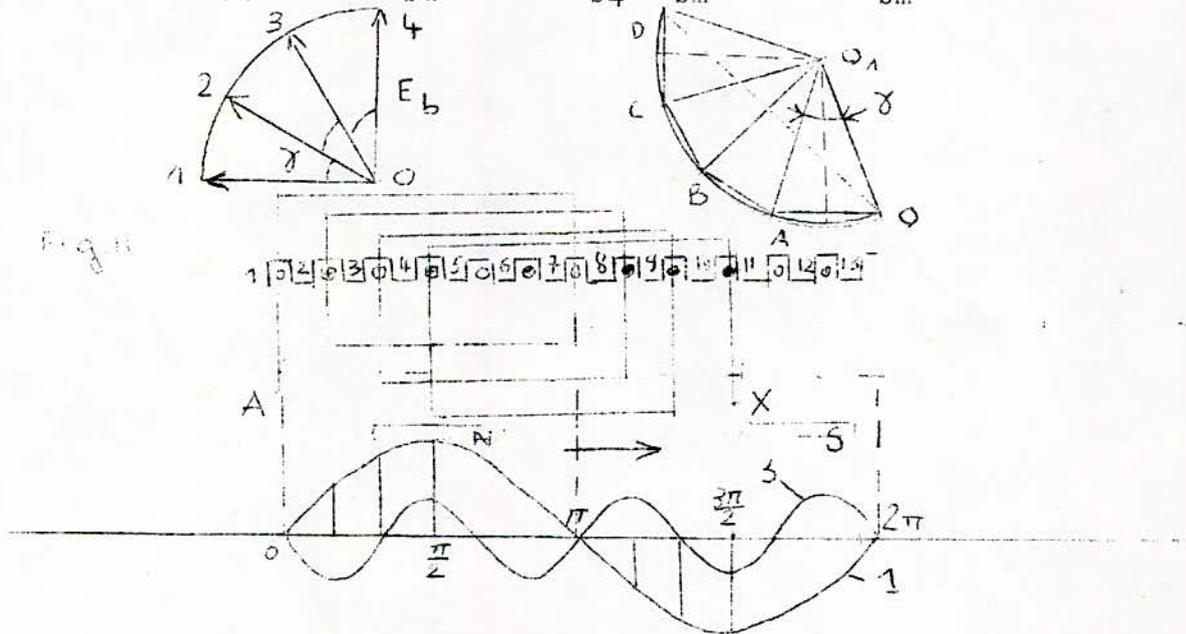
Pour le premier harmonique l'angle de décalage entre 2 encoches voisines et par conséquent entre 2 bobines voisines sera $\theta = \Pi/Q = 180^\circ/6 = 30^\circ$.

Vu qu'à l'instant considéré la bobine 1 se trouve sur la ligne neutre,

les valeurs instantanées de la f.e.m induite dans les bobines 1,2,3 et 4 seront :

$$e_{b1} = E_{bm} \sin 0^\circ = 0 \qquad e_{b2} = E_{bm} \sin \theta = E_{bm} \sin 30^\circ$$

$$e_{b3} = E_{bm} \sin 2\theta = E_{bm} \sin 60^\circ \qquad e_{b4} = E_{bm} \sin 3\theta = E_{bm} \sin 90^\circ$$



OD nous donne la valeur efficace de la f.e.m résultante E_{q1} de 4 bobines de l'enroulement réparti.

La projection de la résultante OD sur l'axe des ordonnées nous donne la valeur instantanée de cette f.e.m qui correspond à la disposition des encoches 1, 2, 3 et 4 par rapport au pôle. Aux autres instants le polygone des f.e.m occupera d'autres positions autour du centre O dans le sens trigonométrique avec une pulsation $\omega = 2\pi f$.

$$R = E_b / (2 \sin(\theta/2)) : \text{en considérant le triangle isocèle } OO_1A$$

$$E_{q1} = OD = 2R \cdot \sin(q\theta/2) = E_b (\sin(q\theta/2) / \sin(\theta/2)) : \text{en considérant le triangle } OO_1D.$$

Si tous les côtés actifs des bobines étaient concentrés dans une seule encoche on aurait :

$$E_{q1} = q \cdot E_b$$

De cette façon le rapport de la somme géométrique de f.e.m d'un enroulement concentré ayant le même nombre de spires est :

$$k_{d1} = E_{q1} / q \cdot E_b = \sin(q\theta/2) / q \cdot \sin(\theta/2)$$

k_{d1} est appelé facteur de distribution.

Pour un enroulement de p phases à zone de phase $\frac{\pi}{p}$, l'angle θ entre 2 encoches voisines est :

$$\theta = \frac{\pi}{p \cdot q}$$

d'où :

$$k_{dl} = \frac{\sin(\frac{\pi}{2p})}{q \cdot \sin(\frac{\pi}{2p \cdot q})}$$

Harmoniques supérieurs :
=====

L'angle de décalage entre 2 encoches voisines pour un harmonique de champ d'ordre supérieur n est égal à $n \cdot \theta$. Les vecteurs de la f.e.m induite par cet harmonique dans l'enroulement d'induit sont déphasés du même angle. Raisonnant comme pour le premier harmonique de la f.e.m on obtient le facteur de distribution de l'enroulement pour le $n^{\text{ème}}$ harmonique de la f.e.m :

$$k_{dn} = \frac{\sin(n \frac{\pi}{2p})}{q \cdot \sin(n \frac{\pi}{2p \cdot q})}$$

Les harmoniques de dentures donnent des valeurs de facteur de distribution égales au coefficient de distribution de l'harmonique fondamental k_{dl}

$$\begin{aligned} k_{d(2pk \pm 1)} &= \frac{\sin(\frac{\pi}{2p}(2pk \pm 1))}{q \cdot \sin(\frac{\pi}{2p \cdot q}(2pk \pm 1))} = \\ &= \pm \frac{\sin(\frac{\pi}{2p})}{q \cdot \sin(\frac{\pi}{2p \cdot q})} = \pm k_{dl} \end{aligned}$$

Pour les autres harmoniques on obtient :

- harmoniques homopolaires : $k_{dn} = \pm (2:n) \cdot k_{dl}$
- pour tous les autres : $k_{dn} = \pm (1/n) \cdot k_{dl}$

On conclut alors que les harmoniques les plus gênants sont les harmoniques de dentures.

III.2.2. La machine synchrone

Les taux d'harmoniques du courant à vide sont faibles car la plus grande partie des ampères-tours d'excitation est requise par l'entrefer. On peut donc, dans la majorité des cas, négliger ces harmoniques.

Les fréquences de denture sont plus gênantes car elles dépendent de la charge du moteur, et par conséquent elles ne sont pas multiples de la fréquence fondamentale.

III.2.3. Le transformateur

Au paragraphe II.1.2. on avait conclu que la teneur en % des harmoniques supérieurs dans la courbe du courant est d'autant plus élevée que l'amplitude de l'induction est plus grande. Sur la figure 13 on a tracé, pour

l'acier à transformateur laminé à chaud, les rapports I_{m3} / I_{m1} et I_{m5} / I_{m1} en fonction de B_m . On voit que pour les inductions habituelles dans les noyaux des transformateurs de puissance qui sont de l'ordre de 1,4 à 1,45 T, le rapport $a_3 = I_{m3} / I_{m1}$ atteint 50%, c'est à dire que la courbe du courant devient pointue.

Connaissant les amplitudes des harmoniques dans la courbe de courant nous pouvons déterminer la valeur efficace de ce courant :

$$I = (I_{m1} / (2)^{0,5}) \cdot k_a \text{ avec :}$$

$$k_a = (1 + a_3^2 + a_5^2 + \dots)^{0,5}$$

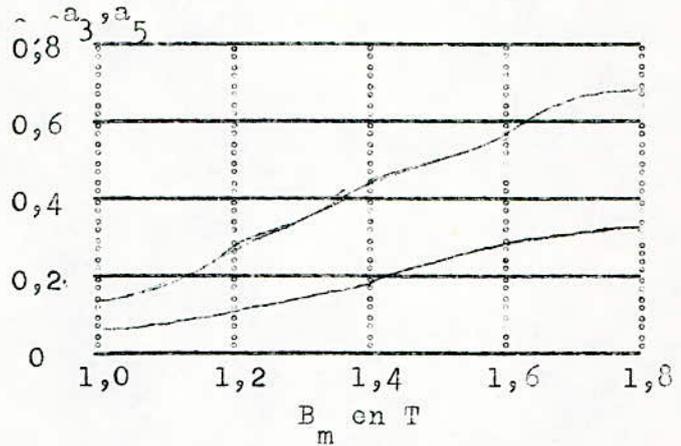


fig:13

Le tableau suivant donne les valeurs de I_{m1} , a_3 , et a_5 pour différentes valeurs de l'induction B , d'après Richter :

B (T)	I_{m1} (A/cm)	a_3	a_5	k_a
1,0	1,53	0,162	0,05	1,2
1,2	2,73	0,287	0,094	1,32
1,4	7,38	0,528	0,267	1,55
1,6	26,1	0,658	0,331	1,60
1,8	74,5	0,658	0,275	1,58

D'après ce tableau on constate que la composante fondamentale est prédominante.

Dans ce qui suit nous allons étudier le transformateur en régime harmonique. Le schéma équivalent d'un transformateur en régime harmonique est un quadripole actif conforme à la figure 14. Ce schéma est le schéma en T classique du transformateur dans lequel nous plaçons une force électromotrice E_n en série avec l'impédance magnétisante, de façon à rendre compte des courants harmoniques engendrés par le circuit magnétique.

notations : l_1 et l_2 représentent les inductances de fuite primaire et secondaire, Z_m est l'impédance magnétisante.

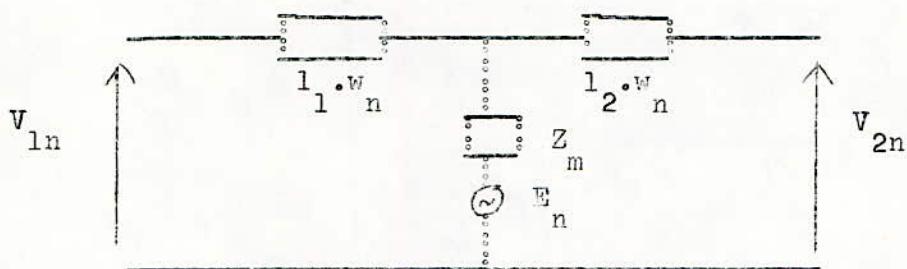
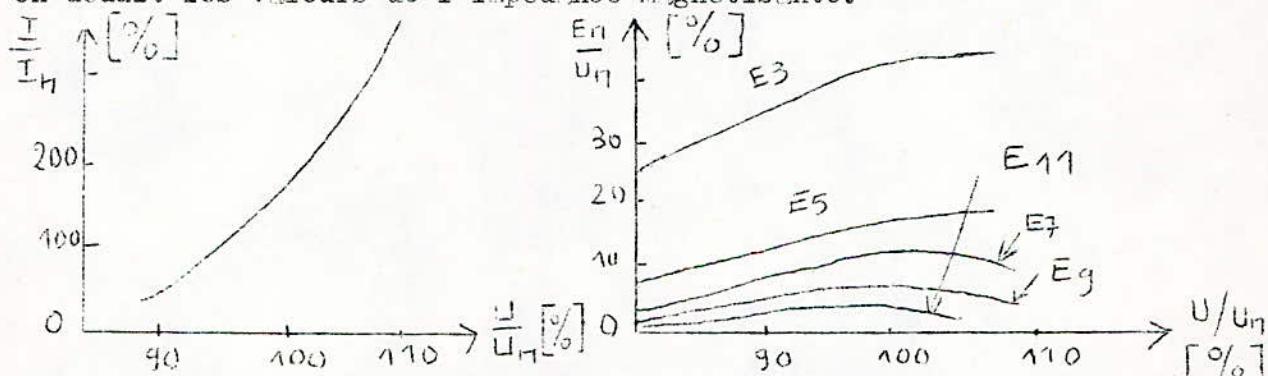


fig:14

a) Réseau équivalent au transformateur pour les systèmes harmoniques directs et inverses

Les réactances de fuite primaire et secondaire du transformateur sont des réactances dans l'air, donc linéaires et proportionnelles à la fréquence. L'impédance magnétisante Z_m doit être considérée comme étant indépendante du rang de l'harmonique et égale à l'impédance magnétisante que l'on mesure à 50 Hz ; de ce fait, la valeur de Z_m ne dépend que de l'état de saturation magnétique du transformateur, donc de la tension à 50 Hz qui lui est appliquée.

La figure 15 montre la variation rapide de la valeur efficace du courant magnétisant d'un transformateur en fonction de la tension appliquée. On en déduit les valeurs de l'impédance magnétisante.



La source de tension harmonique fictive E_n ne dépend pour un rang n bien déterminé que de la tension fondamentale appliquée au transformateur, les courbes de la figure 16 en donnent les ordres de grandeur.

Les tensions harmoniques V_{1n} et V_{2n} qui apparaissent aux bornes du transformateur sont alors fonction de la valeur relative des impédances harmoniques des réseaux primaire et secondaire par rapport aux impédances internes du transformateur ; lorsque ces réseaux présentent des impédances faibles, ils sont parcourus par des courants harmoniques d'autant plus grands que les impédances internes du transformateur sont plus faibles, c'est

à dire que la machine est plus puissante ; au contraire, quand les impédances extérieures sont élevées, les courants harmoniques à travers le réseau sont faibles et les tensions harmoniques que l'on mesure aux bornes du transformateur sont élevées et voisines des forces électromotrices fictives E_n du transformateur et ceci d'autant plus que la puissance de la machine est plus grande. Il y a donc lieu de retenir que les distortions des courants et des tensions du réseau d'énergie par les transformateurs sont d'autant plus grandes que la puissance de ces appareils est plus importante.

b) Réseau équivalent au transformateur pour les systèmes homopolaires

Pour les régimes harmoniques homopolaires, comme pour les régimes homopolaires à 50 Hz, le quadripôle équivalent au transformateur est sous la dépendance de la mise à la terre du point neutre et du couplage des enroulements.

On établit les schémas équivalents en tenant compte des considérations suivantes :

- les courants harmoniques d'excitation, multiples de 3, circulent librement à l'intérieur d'un couplage en triangle ; un passage leur est également offert par les couplages en étoile avec neutre à la terre, les courants se refermant par les impédances à la terre du réseau extérieur ; les courants harmoniques homopolaires ne peuvent pas circuler dans les couplages en étoile avec neutre isolé.
- les tensions harmoniques homopolaires apparaissent entre les phases du réseau et le point neutre, et la répartition des tensions harmoniques entre ce point et la terre, d'une part, et les phases et la terre, d'autre part dépend des impédances entre phase et terre et entre terre et neutre du réseau.
- pour les enroulements couplés en étoile avec neutre à la terre et dépendent de l'impédance harmonique homopolaire de court-circuit du réseau . Au contraire, pour les couplages en étoile avec neutre isolé, les tensions harmoniques se mesurent par rapport au point neutre ; lorsque le sol est couplé avec le réseau (capacités des phases par rapport à la terre) , on retrouve intégralement ces tensions harmoniques entre le point neutre et le sol.

III.2.4. Le redresseur

Les amplitudes des courants harmoniques engendrés par les redresseurs suivent une loi approchée très simple. Si l'on désigne par I_1 la valeur efficace du terme fondamental de l'onde de courant alimentant le redresseur et I_n la valeur efficace du courant harmonique de rang n , on a : $I_n = (1/n)I_1$. En effet, si on suppose que le courant redressé est composé d'une suite d'ondes rectangulaires d'amplitudes I_0 et de durée $2\pi/p$, la valeur efficace des courants harmoniques et du courant fondamental est :

$$I_n = (I_0 / (2)^{0,5} \cdot \pi) \int_{-\pi/p}^{\pi/p} \cos(nx) dx = ((2)^{0,5} \cdot I_0 / \pi \cdot n) \cdot \sin(n\pi/p)$$

et par conséquent, en négligeant les portions de commutations, on obtient l'expression de distortion : $I_n = (1/n) \cdot I_1$ (11)

puisque si $n = p \pm 1$ n'est pas un multiple de 3 on a : $\sin(n\pi/p) = \pm \sin(\pi/p)$

Par conséquent, les amplitudes des courants harmoniques sont d'autant plus faibles que leurs rangs sont élevés. En particulier, un redresseur à 6 phases fournit environ 20 % de courant harmonique d'ordre 5.

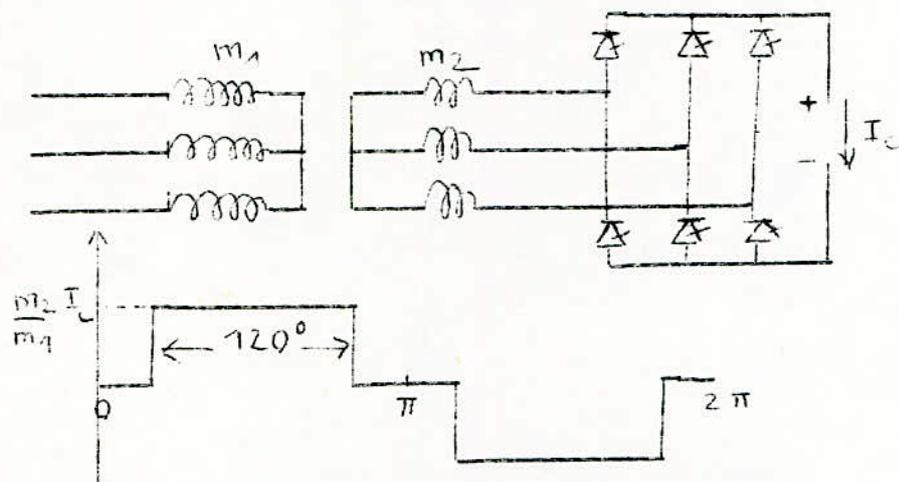
Les tensions harmoniques qui apparaissent aux bornes du redresseur sont donc fonction de la charge du redresseur et de l'impédance de court-circuit du réseau d'alimentation ; on a :

$$V_n = Z_{ccn} \cdot I_n = Z_{ccn} \cdot (I_1/n)$$

Si, pour un certain rang n , l'impédance de court-circuit du réseau devient très grande, la tension harmonique de rang n devient elle-même très grande aux bornes du redresseur. C'est le cas de la figure 17 où une batterie de condensateurs constitue un circuit bouchon avec l'impédance de court-circuit du réseau d'alimentation pour le courant I_n imposé par le redresseur. L'impédance du générateur de courants harmoniques équivalent au redresseur est nulle pour les harmoniques qu'il engendre et doit être considérée comme infiniment grande pour les sources harmoniques extérieures.



Nous allons donner maintenant les résultats de la décomposition, d'un cas typique (figure 18), en harmoniques :



Les résultats sont groupés dans le tableau suivant :

f (Hz)	courants en ligne	$I_n / (m_2/m_1) I_c$	I_n / I_t
	I_t (total)	$(2/3)^{0,5} = 0,816$	1
50	I_1	$(6)^{0,5} / \pi = 0,779$	0,95
250	I_5	$I_1 / 5 = 0,156$	0,19
350	I_7	0,111	0,136
550	I_{11}	0,07	0,086
650	I_{13}	0,06	0,073

La décomposition a été faite en supposant la chute de tension inductive nulle.

III.2.5. Appareils à réglage électronique de phase

La forme de la courbe de courant absorbé dépend de la nature de la charge. Nous allons faire le calcul théorique des composantes harmoniques du courant absorbé dans le cas de la commande monophasée par contrôle de phase symétrique de différents types de charges.

a) Résistance pure

Soit une résistance pure R, alimentée par un réseau de tension sinusoïdale $U \sin \omega t$ et d'impédance interne nulle. Ainsi la courbe de courant absorbé a pour équation :

$$i(t) = 0 \quad \text{pour : } 0 < t < \theta ; \pi < t < \pi + \theta$$

$$i(t) = u(t) / R \quad \text{pour : } 0 < t < \pi ; \pi + \theta < t < 2\pi$$

Le calcul des composantes harmoniques consiste à développer $i(t)$ en série de Fourier :

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$$

où :

$$a_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

Comme la courbe est symétrique par rapport à l'axe des abscisses il n'y aura que les harmoniques de rang impair.

Pour n impair $\neq 1$, on obtient :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\cos(n+1)\theta - 1}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\theta - 1}{n-1} \right)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} \right)$$

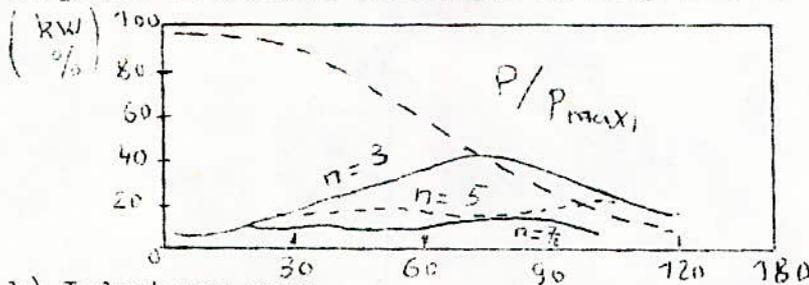
Il est commode de rapporter les valeurs efficaces des composantes au courant efficace sinusoïdal I_0 prélevé au réseau par la même charge lorsque l'angle d'amorçage θ vaut 0° .

$$k_n = I_n / I_0 = (a_n^2 + b_n^2)^{0,5}$$

où : $I_0 = U/R$, U est la valeur efficace de la tension du réseau.

La figure 19 montre l'évolution des rapports k_n pour les harmoniques de rang faible en fonction de l'angle d'amorçage.

La phase du courant harmonique de rang n est : $\phi_n = \arctg(b_n/a_n)$



b) Inductance pure

Le réglage de phase d'une charge purement inductive conduit à un courant ayant une toute autre allure. Puisqu'il n'y a pas de résistance dans le circuit l'allure du courant doit être symétrique par rapport au point de passage par zéro de la tension. Seuls les termes en cosinus de l'analyse de Fourier existent et la phase de tous les harmoniques de tous les appareils est toujours la même.

Les coefficients de Fourier sont donnés par les formules suivantes :

$$b_n = 0$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin(n+1)\theta/2 + \sin(n-1)\theta/2}{n+1} + \frac{2 \sin(n-1)\theta/2}{n-1} - \frac{2 \sin(n\theta/2) \cos(\theta/2)}{n} \right)$$

d'où : $k_n = a_n$

σ) Autres types de charges

Enfin nous allons donner les valeurs de k_n pour d'autres types de charges. Le calcul se fait toujours sur le principe de la décomposition en série de Fourier.

- lampe à incandescence : pour n impair différent de 1, on a :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} \right) \left(1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin(2\theta)}{2\pi} \right)^{-0,25}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\cos(n+1)\theta - 1}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\theta - 1}{n-1} \right) \left(1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin(2\theta)}{2\pi} \right)^{-0,25}$$

Il est à remarquer que la puissance électrique absorbée par une lampe sous une tension d'alimentation de valeur efficace U est liée à la puissance sous la tension nominale U_0 par la relation :

$$P/P_0 = (U/U_0)^{1,5}$$

- inductance et résistance en série : pour n impair $\neq 1$, on a :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\cos((n-1)\phi - \theta)}{n-1} - \frac{\cos((n+1)\phi + \theta)}{n+1} - \frac{2\cos\theta}{n^2 - 1} \right)$$

$$- \frac{2\sin\theta \operatorname{tg}\beta}{\pi(1+n^2 \operatorname{tg}^2\beta)} \left(1 + \exp(-\phi \cot\beta) (n \operatorname{tg}\beta \sin(n\phi) - \cos(n\phi)) \right)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\sin((n-1)\phi - \theta)}{n-1} - \frac{\sin((n+1)\phi + \theta)}{n+1} + \frac{2n \cdot \sin\theta}{n^2 - 1} \right)$$

$$+ \frac{2\sin\theta \operatorname{tg}\beta}{\pi(1+n^2 \operatorname{tg}^2\beta)} \left(\exp(-\phi \cot\beta) (n \operatorname{tg}\beta \cos n\phi + \sin(n\phi)) - n \operatorname{tg}\beta \right)$$

où : $\theta = \alpha - \beta$: angle d'amorçage

β angle de déphasage propre à la charge $R + jL\omega$

ϕ définit l'angle de conduction des thyristors, il est déterminé en fonction de θ et de β par la relation :

$$\sin(\phi + \theta) = \sin\theta \cdot \exp(-\phi \cdot \cot\beta)$$

III.2.6. Autres charges non-linéaires

Les amplitudes relatives des harmoniques engendrés par les fours à arc et les soudeuses à arc sont difficiles à déterminer théoriquement vu que ceci nécessite une connaissance parfaite de la courbe de courant absorbé. Dans ce qui suit nous donnons les valeurs tirées de la littérature :

- soudeuses à arc : $I_n = I_1 / (n^2)$

- fours à arc : $I_n = (1 \text{ à } 1,25) \cdot I_1 / n$.

III.2.7. Conclusion

Vu la symétrie que possède la courbe déformée, c'est à dire la courbe qu'on développe en série de Fourier, on conclut que les harmoniques qui pénètrent dans le réseau sont d'ordre impair. Les amplitudes des harmoniques décroissent quand leur rang augmente ; les plus gênants seront alors les harmoniques de rang faible. Enfin en comparant les différentes sources harmoniques on constate que les redresseurs sont les générateurs harmoniques les plus importants, en effet les amplitudes relatives des harmoniques générés par les redresseurs sont les plus élevées pour un harmonique de rang donné.



H A P I T R E II

PROPAGATION ET AMPLIFICATION DES HARMONIQUES

- I. Propagation
- II. Amplification
- III. Impédance harmonique de court-circuit du réseau.

PROPAGATION ET AMPLIFICATION DES HARMONIQUES

Pour certains besoins, on est amené à installer, en un point quelconque du réseau, des appareils sensibles aux harmoniques, citons en exemple les batteries de condensateurs. Pour affirmer si, en ce point, les harmoniques sont, ou ne sont pas, dangereux, il faut connaître leur propagation, leur amplitude et l'impédance harmonique de court-circuit du réseau.

I. PROPAGATION DES FREQUENCES HARMONIQUES

Un générateur de fréquences harmoniques débite un courant dans le réseau. L'étude de la propagation de ces fréquences se fait à l'aide des théorèmes classiques de l'électrotechnique ; la loi d'Ohm généralisée, le principe de superposition, le théorème de Thévenin s'appliquent sans difficultés à chacune des fréquences.

En particulier, lorsque plusieurs générateurs d'harmoniques sont raccordés à un même réseau, le principe de superposition des états permet de calculer la distribution des courants et tensions harmoniques dus à l'un quelconque des générateurs considéré comme étant la source d'harmoniques dans le réseau.

La vitesse de propagation des ondes électriques sur les lignes aériennes est voisine de la célérité de la lumière : 300 000 km/s. La longueur d'onde est définie par le quotient de cette vitesse à la fréquence. Il s'ensuit que la longueur d'onde pour une fréquence harmonique de rang n est :

$$\lambda_n = c/n.f = 300000/n.50 = 6000/n = \lambda_0/n$$

Dans les câbles souterrains, si ϵ est la permittivité de l'isolant, la longueur d'onde est $\sqrt{\epsilon}$ fois plus faible. Pour le transport d'énergie, on a : $\epsilon = 3$ à $4,5$.

Remarquons que la vitesse de propagation homopolaire est très différente de la célérité de la lumière. Cette propagation est caractérisée par le retour des courants par le sol ; sa vitesse est de 180 000 km/s, d'où :

$$\lambda_{n0} = 3600/n \quad (\text{km})$$

II. AMPLIFICATION DES HARMONIQUES

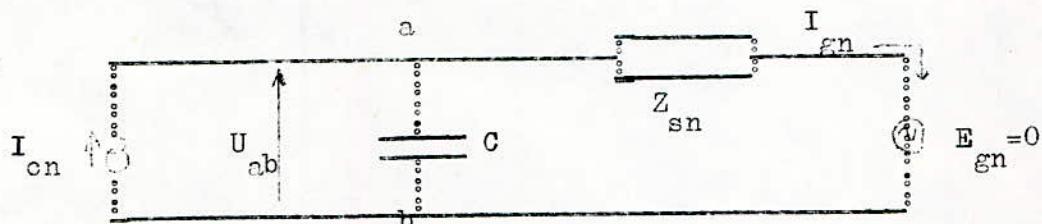
L'amplification des harmoniques est analysée sur des schémas de réseau plus ou moins simplifiés. Comme le principe de superposition est ap-

plicable dans le régime harmonique on ne considèrera qu'une seule source en l'occurrence un générateur de courants harmoniques. Les calculs ont été effectués sur une calculatrice électronique.

II.1. Ligne courte

Pour notre étude, la ligne est représentée par sa capacité. Le schéma équivalent de l'alternateur est une impédance Z_{sn} .

fig:20



Le générateur de courants harmoniques débite un courant I_{cn} dans le réseau. La capacité C , représentant la ligne de transport va amplifier les courants harmoniques dans le circuit de l'alternateur. Soit A_n le gain en courant. Ce facteur sera défini par la relation suivante :

$$A_n = I_{gn} / I_{cn}$$

Pour calculer ce coefficient on applique la loi des mailles au circuit de la figure 20 ; on obtient :

$$I_{gn} = U_{ab} / jn\omega L_s$$

$$U_{ab} = (I_{cn} - I_{gn}) / jn\omega C$$

En substituant l'expression de U_{ab} dans la première équation on obtient :

$$A_n = 1 / (1 - n^2 \omega^2 C L_s) \tag{12}$$

L'équation 12 montre que l'amplification du courant harmonique pour une ligne courte dépend de la capacité, C , de la ligne de transport et de la puissance du système, L_s .

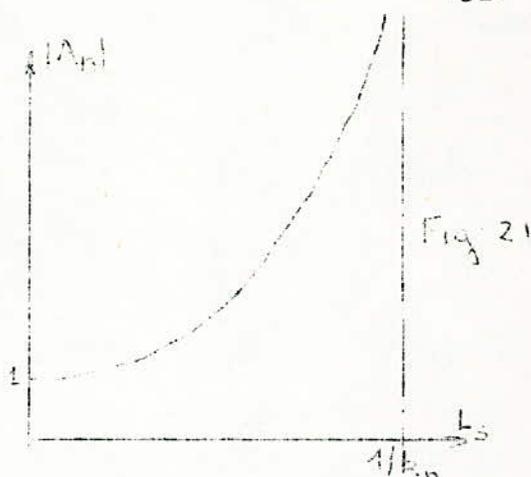
II.1.1. C=constante

Si la capacité de la ligne est constante, ce qui revient à supposer que la longueur de la ligne est constante, on obtient pour A_n :

$$A_n = 1 / (1 - k_n L_s)$$

où : $k_n = n^2 \omega^2 C = \text{constante}$, pour un harmonique de rang donné.

L'amplification est d'autant plus importante que l'alternateur est moins puissant, ceci se déduit du fait que k_n et L_s sont toujours positifs, d'une part et d'autre part L_s est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit du système. $A_n(L_s)$ est représentée sur la figure 21.



II.1.2. Variation de l'amplification en fonction de la capacité de la ligne

Si on suppose que L_s est constante, l'expression de A_n devient :

$$A_n = 1 / (1 - k' C)$$

où :

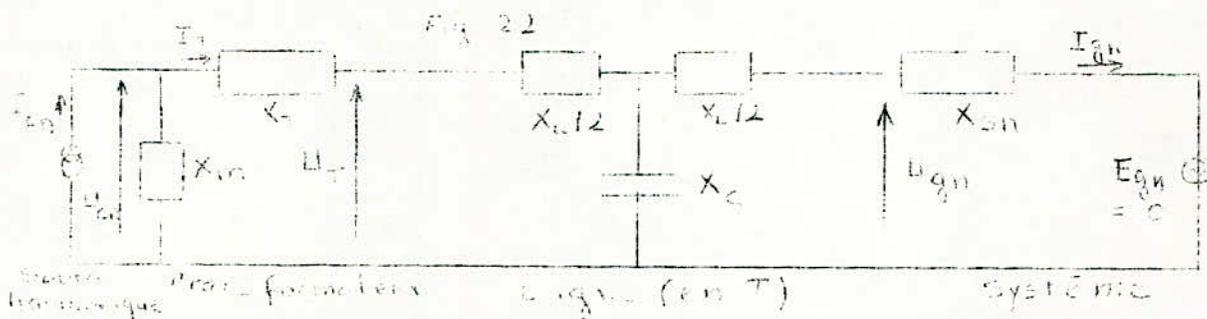
$$k'_n = n^2 \omega^2 L_s = \text{constante}$$

La courbe aura alors la même allure que celle de la figure 21. D'où les conclusions suivantes :

- l'amplification est plus importante pour les lignes souterraines que pour les lignes aériennes ayant la même longueur
- l'amplification des harmoniques augmente avec la longueur du fait que la capacité C augmente avec la longueur.

II.2. Lignes longues à paramètres concentrés

Le schéma équivalent est donné à la figure 22.



En appliquant les lois classiques au circuit de la figure 22 on peut trouver une expression pour le coefficient d'amplification.

Calcul de A_n :

on a d'une part :

$$U_{cn} = U_T + jX_T I_T$$

$$I_{cn} = I_T + U_{cn} / (-jX_m) = I_T + (j/X_m)(U_T + jX_T I_T)$$

d'autre part, on peut écrire :

$$U_T = U_{gn} + I_{gn} (jX_L/2) + I_T (jX_L/2)$$

$$I_T = I_{gn} + (U_{gn} + jI_{gn} (X_L/2)) (1/(-jX_C))$$

de ces deux systèmes d'équations on peut déduire :

$$U_T = U_{gn} (1 - (X_L/2X_C)) + I_{gn} (jX_L/2) (1 - X_L/2X_C)$$

$$I_T = I_{gn} (1 - X_L/2X_C) + jU_{gn}/X_C$$

En substituant ce dernier système d'équation dans le premier, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{cn} \\ I_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & jX_T \\ j/X_m & 1 - X_T/X_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - X_L/2X_C & (jX_L/2)(1 - X_L/2X_C) \\ j/X_C & 1 - X_L/2X_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{gn} \\ I_{gn} \end{bmatrix}$$

Enfin:
$$U_{gn} = jX_s I_{gn}$$

Et l'expression de A_n sera :

$$A_n = 2X_C X_m / ((X_C - X_L/2)(2X_m - 2X_T - X_L) - X_s (2X_C - X_L + 2X_m - 2X_T)) \quad (13)$$

Si on suppose que la ligne est à constantes concentrées, c'est à dire :

$$X_C = C.l \quad \text{et} \quad X_L = L.l \quad \text{où } l \text{ est la longueur de la ligne.}$$

L'expression 13 devient :

$$A_n = 2C l X_m / ((1(C-L/2)(2X_m - 2X_T - Ll) - X_s (2C l - Ll + 2X_m - 2X_T))$$

Cette expression montre que l'amplification est une fonction de la longueur de la ligne (l), du système (X_s) et des paramètres du transformateur (X_T et X_m).

II.2.1. Amplification en fonction de la longueur

Si on ne fait varier que la longueur de la ligne l'expression de A_n devient :

$$A_n = a l / (b l^2 + c l + d)$$

où : $a = 2C X_m$; $b = -LC$; $c = (2X_m - 2X_T)(C-L/2) - X_s (2C-L)$; $d = 2X_s (X_T - X_m)$

La dernière expression de A_n montre que l'amplification varie en fonction de la longueur suivant une conique dont la valeur maximale est obtenue pour une longueur l telle que $d(A_n)/dl=0$ soit $l = (ad+bc)^{0,5}$.

II.2.2. Etude de l'amplification en fonction de X_m

Maintenant, dans l'expression de A_n la seule variable est X_m , d'où la nouvelle expression de A_n :

$$A_n = a'X_m / (b'X_m + c')$$

Or la réactance de magnétisation est liée au courant à vide du transformateur par la relation :

$$X_m = 100 \cdot U_n^2 (\text{kV}) / S_n (\text{MVA}) \cdot I_v (\%) \quad (X_m \text{ en ohm})$$

donc :

$$X_m = k / I_v$$

L'expression de A_n en fonction du courant à vide du transformateur sera enfin :

$$A_n = a / (b + c \cdot I_v)$$

où : $a = a'k$; $b = b'k$; $c = c'k$

et : $a' = 2X_C$; $b' = 2X_C - X_L - 2X_S$; $c' = (X_L/2 - X_C)(2X_T + X_L) + X_S(2X_T + 2X_L - 2X_C)$

Ces expressions montrent que :

a' est positif, il en est de même pour c' , car en général la réactance capacitive est plus faible que les autres réactances de la relation précédente, ceci entraîne également que b' est négatif. L'amplification du courant harmonique varie en fonction du courant magnétisant suivant une hyperbole : une augmentation du courant magnétisant entraîne une diminution du coefficient de l'amplification. La variation de A_n en fonction de la réactance magnétisante est telle qu'une augmentation de l'un correspond à une augmentation de l'autre.

II.2.3. Variation de A_n en fonction de la réactance du système

La relation de A_n permettant d'étudier la variation de ce coefficient en fonction de la réactance du système X_s est obtenue en fixant toutes les autres variables. Ce sera alors la relation :

$$A_n = a / (bX_s + c)$$

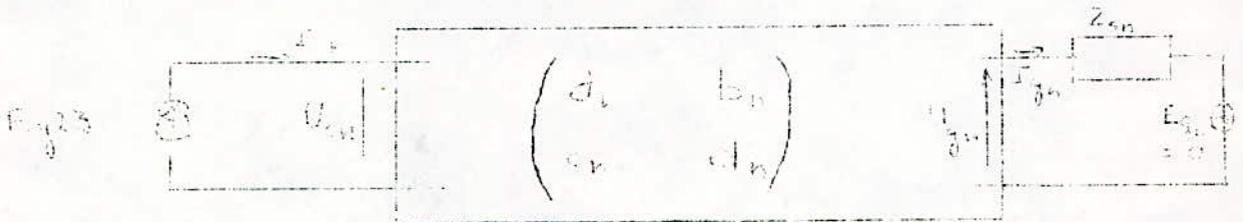
où : $a = 2X_C X_m$; $b = 2X_T + X_L - 2X_C - 2X_m$; $c = (X_C - X_L/2)(2X_m - 2X_T - X_L)$

Vu que la valeur de X_m est relativement grande par rapport aux valeurs des autres réactances et les considérations du paragraphe précédent on conclut que l'amplification en fonction de la réactance du système est une hy-

perbole. L'amplification est d'autant plus importante dans le circuit de l'alternateur que ce dernier est moins puissant.

II.3. Ligne longue à paramètres uniformément répartis

Dans cette étude le transformateur n'est pas pris en considération et le réseau est représenté par le quadripôle de la figure 23.



Le quadripôle est caractérisé par la matrice de passage a_n, b_n, c_n et d_n

définie par :

$$a_n = \text{ch}(Z_n Y_n)^{0,5} \qquad b_n = Z_{cn} \cdot \text{sh}(Z_n Y_n)^{0,5}$$

$$c_n = \text{sh}(Z_n Y_n)^{0,5} / Z_{cn} \qquad d_n = a_n$$

où :

$$Z_{cn} = (Z_n / Y_n)^{0,5} \quad \text{avec} : Z_n = R + j\omega L \quad \text{et} \quad Y_n = G + j\omega C$$

En considérant le circuit de la figure 23 on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} U_{cn} \\ I_{cn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_n & b_n \\ c_n & d_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{gn} \\ I_{gn} \end{pmatrix}$$

d'autre part :

$$U_{gn} = Z_{sn} I_{gn}$$

de ces dernières expressions on tire l'expression du gain :

$$A_n = I_{gn} / I_{cn} = 1 / (c_n Z_{sn} + d_n)$$

soit :

$$A_n = 1 / (Y_n Z_{cn} \text{sh}(Z_n Y_n)^{0,5} + \text{ch}(Z_n Y_n)^{0,5}) \tag{14}$$

Dans ce qui suit nous allons voir les différentes variables qui peuvent influencer le gain en courant dans le circuit de l'alternateur.

Pour cela on fait le changement de variable suivant : $\theta_n = Y_n Z_{cn} \text{sn}_n$

d'où l'expression de A_n :

$$A_n = \text{ch } \theta_n / (\text{sh } \theta_n \text{sh}(Z_n Y_n)^{0,5} + \text{ch } \theta_n \text{ch}(Z_n Y_n)^{0,5})$$

Or :

$$\text{sh}(a)\text{ch}(b) + \text{ch}(a)\text{sh}(b) = \text{ch}(a + b)$$

Finalement on obtient pour A_n :

$$A_n = \text{ch } \theta_n / \text{ch} \left((Z_n Y_n)^{0,5} + \theta_n \right)$$

Si on suppose que la ligne est sans pertes, c'est à dire que l'onde se propage sans être atténuée. Il vient alors :

$$\begin{aligned} Z_n &= jn\omega L \\ Y_n &= jn\omega C \end{aligned} \quad \text{d'où : } Z_n Y_n = -n^2 \omega^2 LC$$

D'autre part : $Z_{sn} = jX_{sn}$

Ceci nous permet d'aboutir à la formule suivante :

$$A_n = \cos(\theta'_n) / \cos(\phi_n + \theta'_n)$$

où :

$$\begin{aligned} \text{th}(\theta'_n) &= Y_{cn} Z_{sn} = jY_{cn} X_{sn} = j \cdot \text{tg}(\theta'_n) \\ (Z_n Y_n)^{0,5} &= jn\omega(LC)^{0,5} = j\phi_n \end{aligned}$$

Dans ce qui suit on écrira θ_n au lieu de θ'_n .

D'autre part on a : $n\omega = n \cdot 2\pi \cdot f = 2\pi(c/\lambda_0)n$

et : $(LC)^{0,5} = 1/c$ où l est la longueur de la ligne.

On en déduit : $\phi_n = 2\pi \cdot n \cdot l / \lambda_0$

Avec ces notations on aboutit à :

$$A_n = \cos(\arctg(X_{sn}/Z_{cn})) / \cos(2\pi n l / \lambda_0 + \arctg(X_{sn}/Z_{cn})) \quad (15)$$

La relation 15 montre que l'amplification dépend de la longueur de la ligne (l), du type de la ligne (Z_{cn}) et de la puissance de court-circuit du système (X_{sn}).

II.3.1. Etude de $A_n(l)$

On se fixe les 2 autres variables, X_{sn} et Z_{cn} , pour étudier la variation de l'amplification en fonction de la longueur de la ligne. Les valeurs des deux grandeurs fixées sont choisies de manière à s'approcher le plus possible des valeurs réelles. Le calcul a été fait pour une ligne de haute tension : $U = 220 \text{ kV}$. La valeur de Z_{cn} est choisie selon le type de la li-

gne : 400 ohms pour les lignes aériennes et 50 ohms pour les lignes souterraines. Quant à X_{sn} elle dépend de la puissance de court-circuit du système, pour notre calcul on a pris : $S_{cc} = 7,5 \text{ GVA}$ soit $X_{sn} = U^2/S_{cc} = 6,45 \text{ ohms}$.

Les résultats sont groupés dans les deux tableaux suivants :

- Lignes aériennes :

n	1 km	50	100	150	200	300	400
1		1,002	1,007	1,015	1,026	1,057	1,102
3		1,015	1,057	1,131	1,250	1,739	3,404
5		1,040	1,165	1,437	2,057	-62,50	1,946
7		1,077	1,365	2,274	11,28	-1,665	1,013
9		1,131	1,740	7,110	-3,078	-1,046	-1,250
11		1,205	2,550	-5,805	-1,468	-1,057	-11,29
13		1,304	5,200	-2,135	-1,087	-1,740	1,468
15		1,437	-62,49	-1,391	-0,999	62,49	0,999
17		1,620	-4,473	-1,113	-1,102	1,665	-1,954
19		1,882	-2,373	-1,010	-1,521	1,046	-8,302
21		2,274	-1,665	-1,015	-3,403	1,057	-1,220
23		2,912	-1,326	-1,131	8,302	1,740	-1,026
25		4,109	-1,144	-1,437	1,946	-62,49	-2,057

- Lignes souterraines :

n	1 km	10	20	50	75
1		1,001	1,003	1,008	1,013
3		1,005	1,010	1,034	1,061
5		1,008	1,019	1,072	1,143
7		1,012	1,030	1,127	1,273
9		1,017	1,044	1,201	1,477
11		1,021	1,049	1,301	1,813
13		1,027	1,077	1,436	2,433
15		1,034	1,097	1,623	3,791

n	1 km	10	20	50	75
17		1,040	1,120	1,889	9,234
19		1,047	1,147	2,290	-20,04
21		1,054	1,173	2,867	-5,209
23		1,062	1,206	4,017	-2,914
25		1,071	1,243	6,833	-2,058

Le signe moins (-) devant certaines valeurs de A_n signifie que le courant change de phase dans le circuit de l'alternateur.

Les courbes représentant $A_n(l)$ sont tracées sur les graphes n°1, 2, 3 4 et 5.

- Amplification des harmoniques de rang faible : graphes n°1 et 4

On constate que pour les harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 l'amplification des harmoniques est plus importante dans le cas d'une ligne aérienne que dans le cas d'une ligne en câble. Pour ce dernier type de ligne le coefficient A_n croît avec la longueur de la ligne. Cependant, pour l'autre type de ligne les courbes ont une forme de cloche, où suivant la longueur de la ligne on a une valeur maximale ou minimale d'amplification. On remarque le gain est maximal pour les rangs et les longueurs suivantes :

n	l	n.l
5	300	1500
7	200	1400
11	140, 400	1540, 4400
13	100	1300

Dans tous ces cas le rapport nl/λ_0 est 1/4 ou 3/4 d'où la conclusion suivante : l'amplification d'un harmonique de rang n est maximale pour une longueur l telle que le produit n.l soit un multiple impair du quart d'onde fondamentale.

- Amplification des harmoniques homopolaires et ceux de rang élevé :

Pour les lignes aériennes, l'allure des courbes est la même que celle

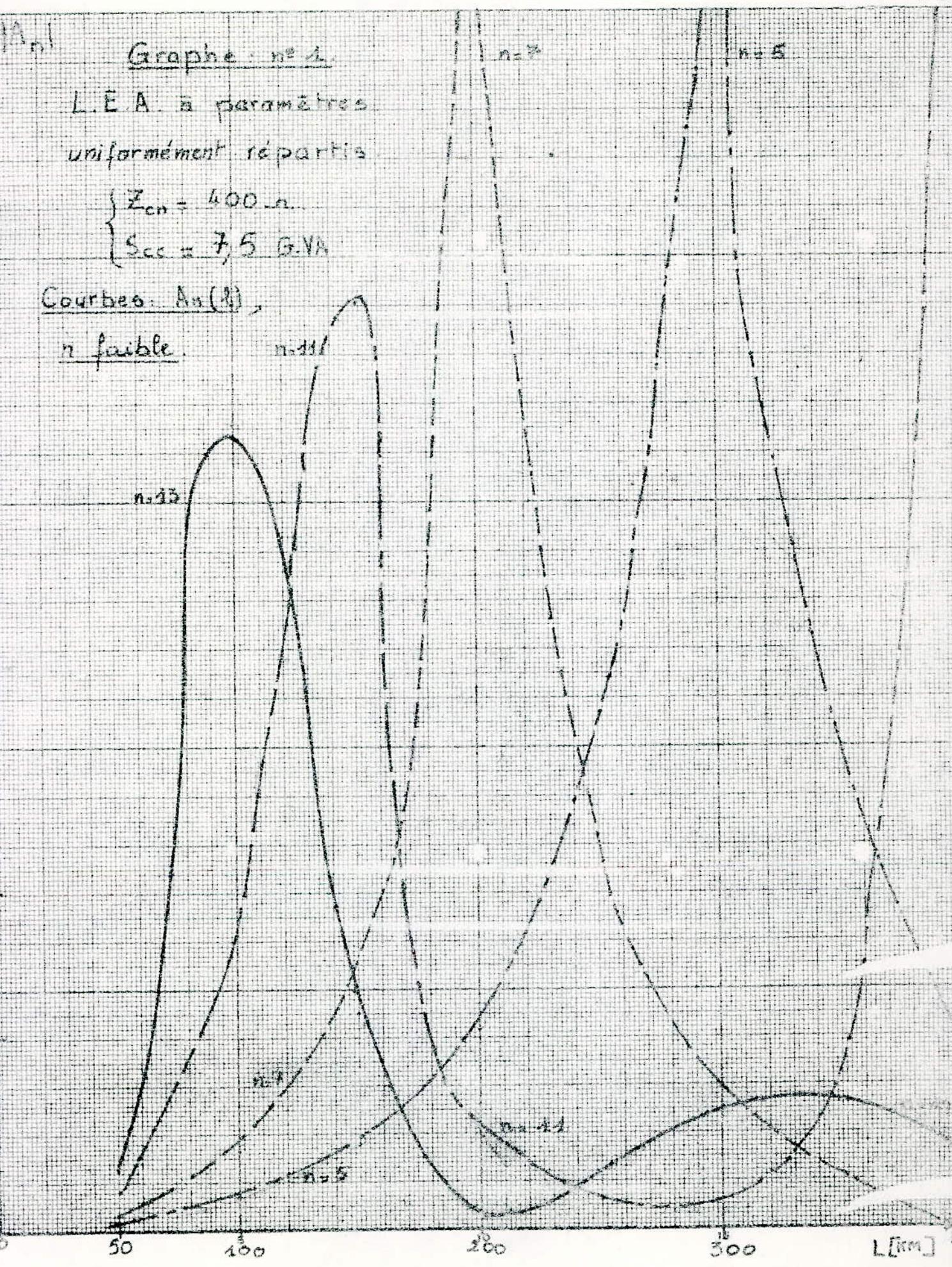
Graphe n° 1.

L.E.A. à paramètres
uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{cn} = 400 \cdot n \\ S_{cc} = 7,5 \text{ G.VA} \end{cases}$$

Courbes: $A_n(L)$,

n faible



$|A_n|$

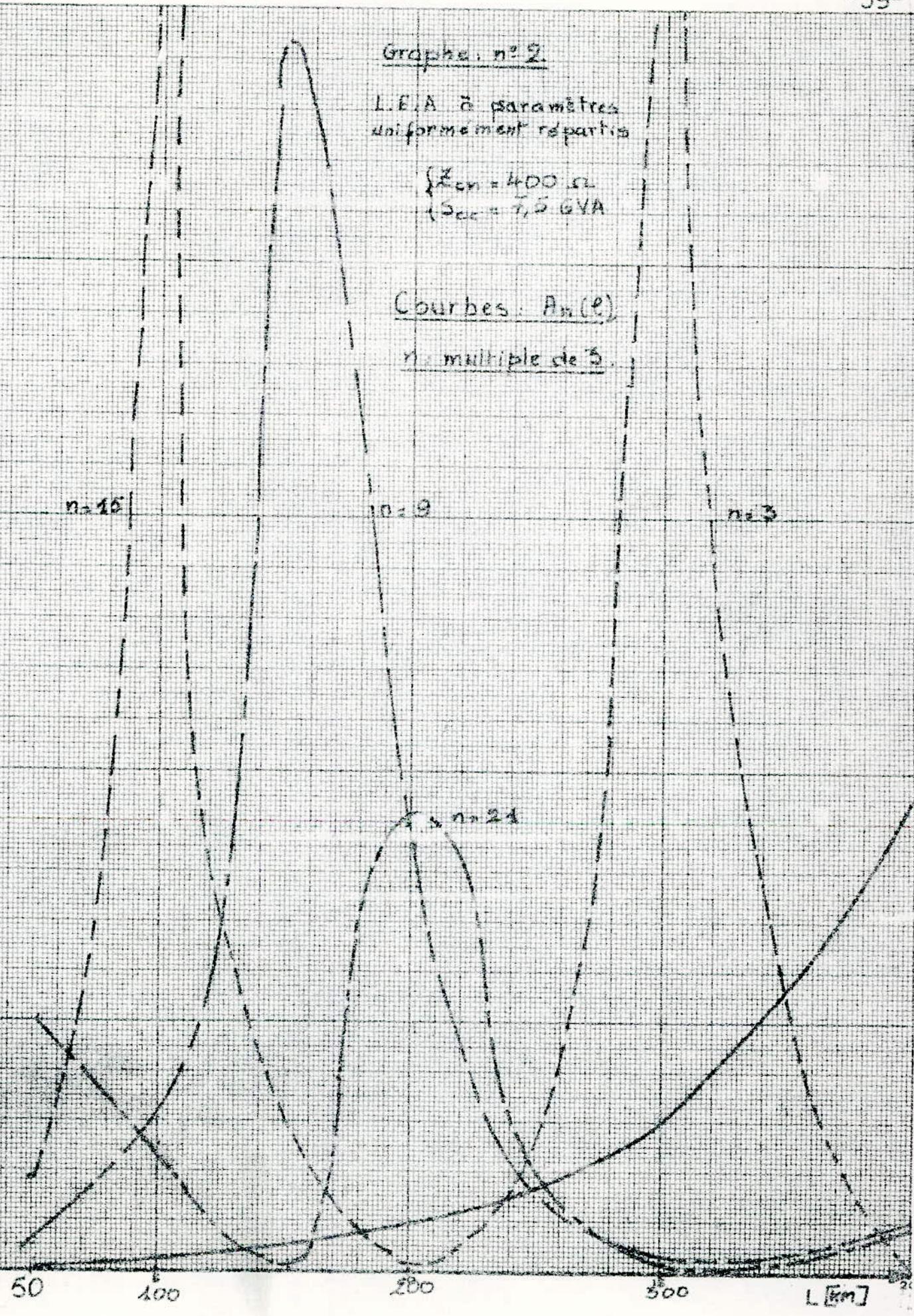
Graph. n° 2.

L.E.A à paramètres
uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{\text{con}} = 400 \Omega \\ S_{\text{acc}} = 7,5 \text{ GVA} \end{cases}$$

Courbes: $A_n(\rho)$

n : multiple de 3.



Ant

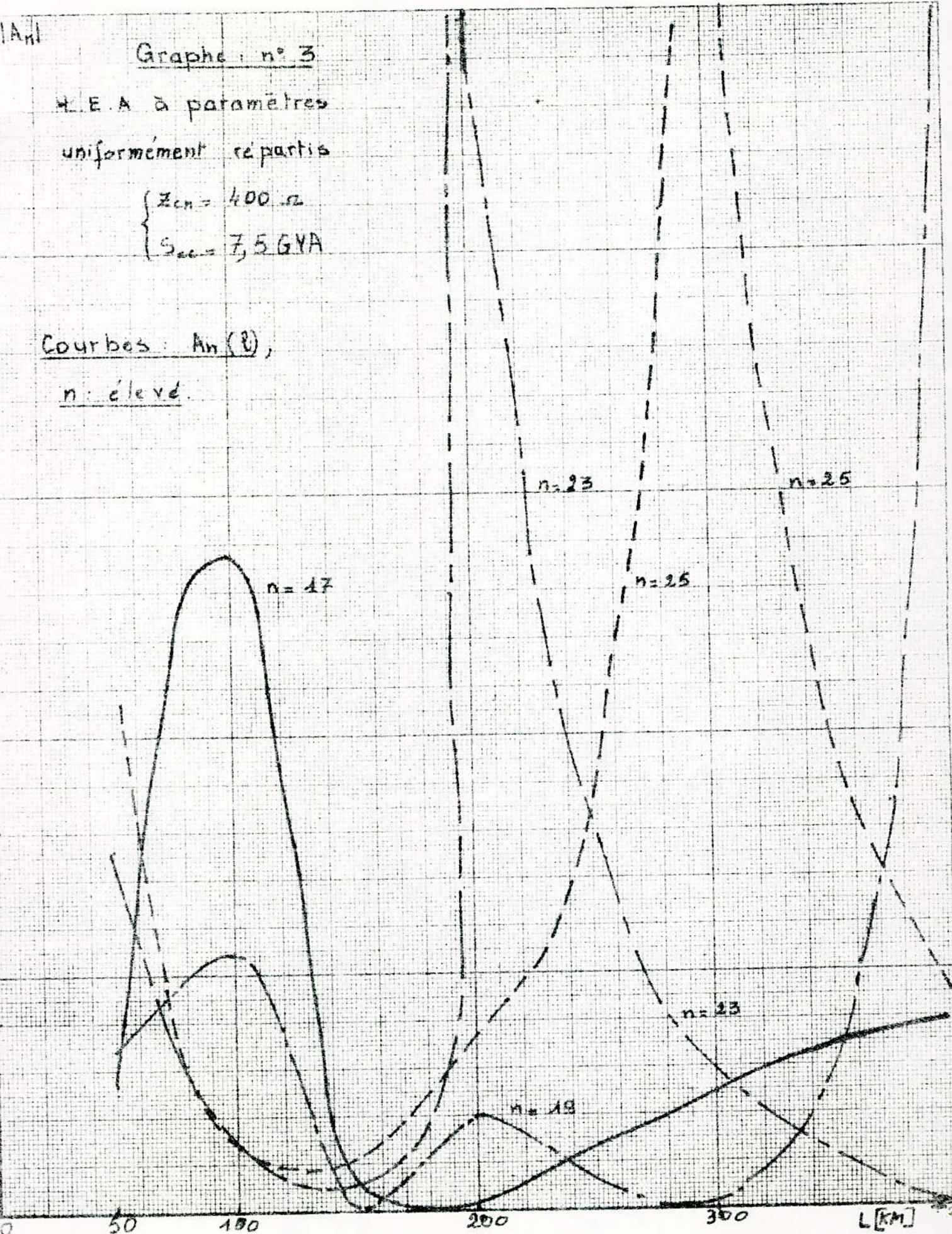
Graphé : n° 3

H.E.A à paramètres
uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{cn} = 400 \text{ m} \\ S_{cc} = 7,5 \text{ GVA} \end{cases}$$

Courbes : $A_n(\beta)$,

n : élév.



A_n

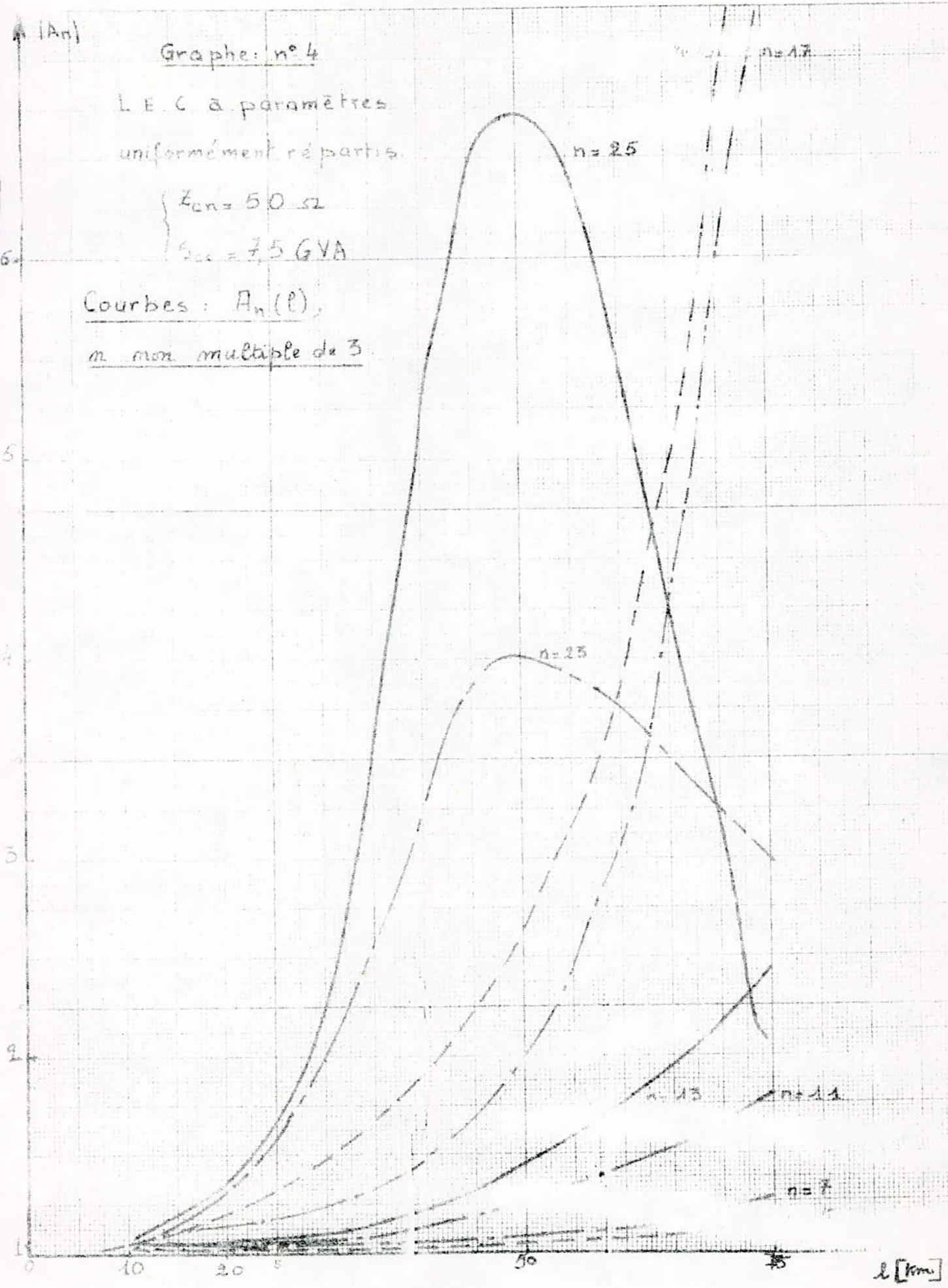
Graphe: n° 4

L.E.C. à paramètres
uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{cn} = 50 \text{ } \Omega \\ S_{cn} = 7,5 \text{ GVA} \end{cases}$$

Courbes: $A_n(l)$,

m non multiple de 3



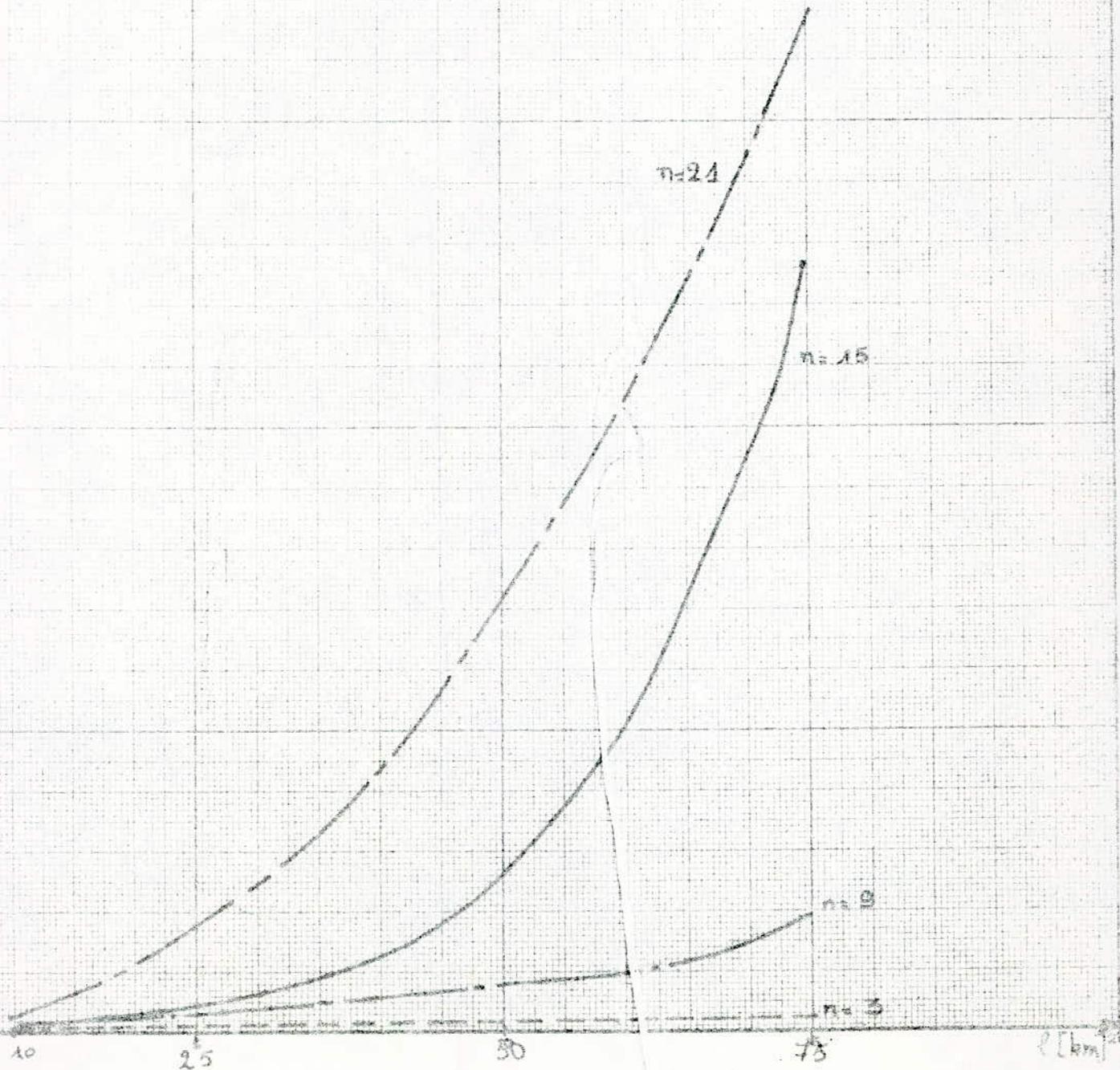
1An1

Graphique n° 5.

L.E.C. à paramètres uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{eq} = 50 \Omega \\ S_{cc} = 7,5 \text{ GVA} \end{cases}$$

Courbes: $A_n(l)$, $n = \text{multiple de } 3$.



des harmoniques de rang faible. Il en est de même dans le cas des lignes en câble sauf pour les harmoniques de rang 23 et 25 qui passent par un maximum pour une longueur de 50 km puis s'affaiblissent avec la longueur.

II.3.2. Etude de $A_n(X_{sn})$

L'étude de la variation de l'amplification en fonction de la puissance du système est faite en fixant Z_{cn} et la longueur de la ligne l .

Les valeurs de l'impédance caractéristique sont les mêmes que celles du paragraphe précédent, cependant pour la longueur on a choisi celle pour laquelle le gain passe par une valeur maximale, nous considérons ainsi cette longueur comme critique.

Les puissances de court-circuit du système pour lesquelles le calcul a été effectué sont les suivantes : 2,5 ; 7,5 et 20 GVA.

Les résultats qui nous ont permis de tracer les courbes représentant la variation de A_n en fonction de X_{sn} (graphes n°6 et 7) sont groupés dans les tableaux suivants:

n	l	$Z_{cn} = 400$ ohms			l	$Z_{cn} = 50$ ohms		
		$X_{sn} = 2,42$	$X_{sn} = 6,45$	$X_{sn} = 19,36$		$X_{sn} = 2,42$	$X_{sn} = 6,45$	$X_{sn} = 19,36$
1	400	1,098	1,102	1,119	75	1,008	1,013	1,035
3	400	3,297	3,403	3,801	75	1,042	1,061	1,134
5	300	-166,7	-62,49	-20,84	75	1,106	1,143	1,289
7	200	10,15	11,29	17,64	75	1,210	1,273	1,539
9	150	6,644	7,110	9,186	75	1,373	1,477	1,967
11	400	-10,15	-11,29	-17,64	75	1,633	1,813	2,821
13	100	4,949	5,200	6,220	75	2,079	2,423	6,215
15	100	-166,7	-62,49	-20,84	75	2,959	3,791	41,08
17	100	-4,678	-4,473	-3,927	75	5,361	9,234	-6,960
19	400	-9,050	-8,302	-6,573	75	32,75	-20,06	-3,245
21	50	2,223	2,274	2,435	75	-7,994	-5,209	-2,150
23	200	9,050	8,302	6,573	50	3,193	4,017	-375,9
25	300	-166,7	-62,49	-20,84	50	4,713	6,833	-8,635

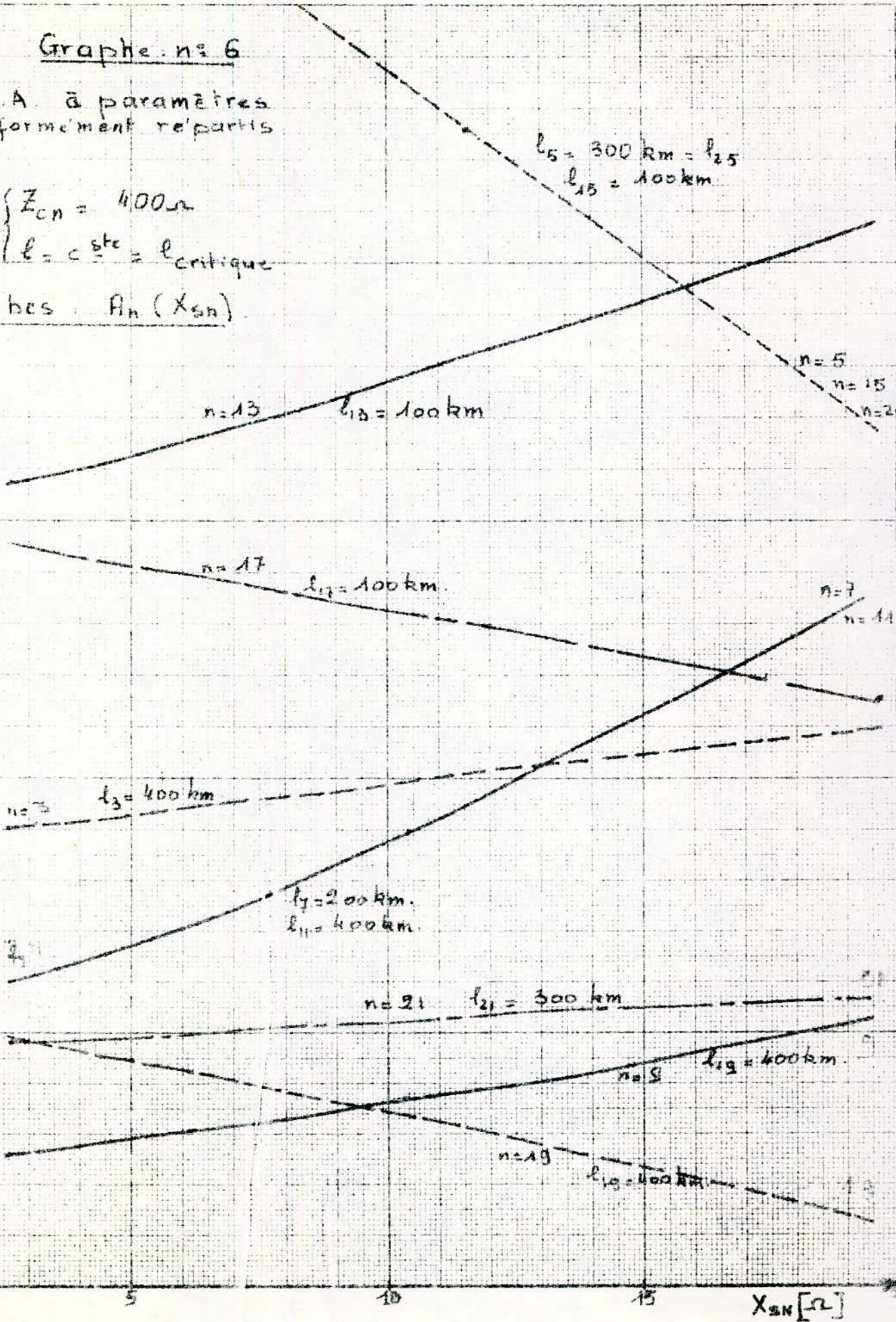
(An)

Graphique n° 6

L.E.A. à paramètres uniformément répartis

$$\begin{cases} Z_{cn} = 400 \Omega \\ l = c \cdot s_{te} = l_{critique} \end{cases}$$

Courbes $A_n(X_{sn})$

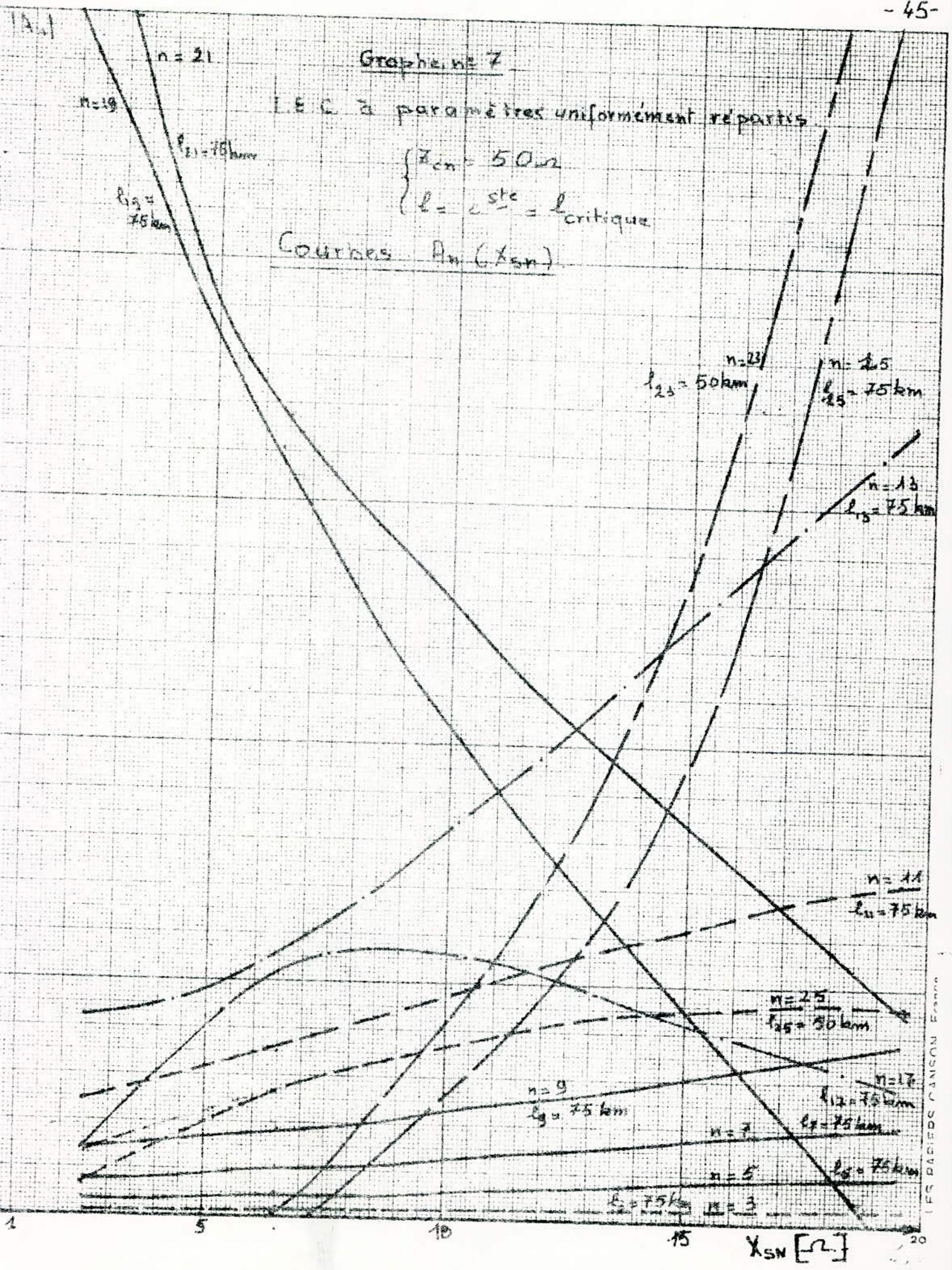


Graphique n° 7

L.E.C à paramètres uniformément répartis

$$\begin{cases} \lambda_{cn} = 50 \text{ m} \\ l = c_{ste} = l_{critique} \end{cases}$$

Courbes $A_n(x_{sn})$



LES PAPIERS CANTON FRANCE

Les graphes n°6 et 7 montrent que, pour les lignes en câble, l'amplification des harmoniques de rang faible augmente avec la réactance X_{sn} . Les courants harmoniques s'amplifient alors d'autant plus que l'alternateur est moins puissant. Cette remarque reste vérifiée dans le cas des lignes aériennes tant que le rang des harmoniques ne dépassent pas 14, sauf pour l'harmonique de rang 5. En effet pour cet harmonique, et pour ceux de rang supérieur l'amplification croît avec la puissance de l'alternateur. C'est également le cas des harmoniques de rang 19 et 21 dans les lignes en câble.

II.3.3. Etude du coefficient d'amplification en fonction de Z_{cn}

Cette étude concerne la variation du coefficient d'amplification en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne, autrement dit du type de la ligne. Les paramètres que l'on se fixe maintenant sont la puissance de court-circuit (choisie égale à 7,5 GVA) du système, et la longueur de la ligne (choisie égale à la longueur critique, d'après la définition donnée au paragraphe précédent).

Les résultats du calcul sont groupés dans le tableau suivant :

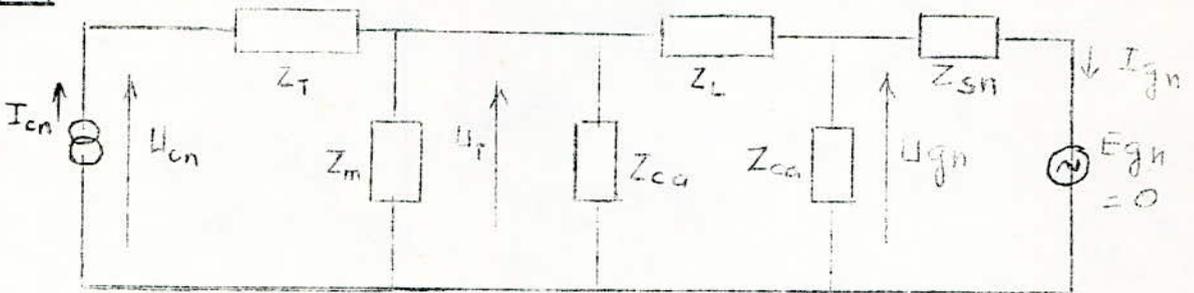
n	Z _{cn}	Z _{cn} = 30			Z _{cn} = 50			Z _{cn} = 60		
		1	30	50	60	1	30	50	60	
1	75	1,020	1,013	1,023	400	1,105	1,102	1,102		
3	75	1,083	1,061	1,067	400	3,449	3,403	3,385		
5	75	1,187	1,113	1,145	300	-50,00	-62,49	-69,93		
7	75	1,348	1,273	1,270	200	11,818	11,29	11,08		
9	75	1,607	1,477	1,464	150	7,318	7,110	7,027		
11	75	2,051	1,813	1,780	400	-11,82	11,29	11,08		
13	75	2,933	2,423	2,346	100	5,310	5,200	5,157		
15	75	5,381	3,791	3,566	100	-50,00	-62,49	-62,93		
17	75	38,16	9,234	7,835	100	-4,397	-4,473	-4,507		
19	75	-7,458	-20,06	-36,32	400	-8,039	-8,302	-8,422		
21	75	-3,436	-5,209	-5,447	50	1,003	2,274	2,267		
23	50	6,271	4,017	3,916	200	8,039	8,302	8,422		
25	50	18,90	6,833	6,518	300	-52,00	-62,49	-62,93		

Les calculs précédents montrent que pour un harmonique de rang donné et pour un type de ligne le coefficient d'amplification varie très peu, la courbe représentative est sensiblement parallèle à l'axe des abscisses, c'est pour cette raison qu'on a pas tracé cette courbe. Mathématiquement ceci s'explique par le fait que l'arc dont la tangente est X_{sn}/Z_{cn} impose sa valeur sur l'arc $2\pi n l / \lambda_0$.

II.4. Ligne longue représentée par un schéma en II

A présent la ligne est représentée par un schéma en II, le transformateur, quant à lui, il est représenté par un schéma en I. La source harmonique est un générateur de courants harmoniques lié au réseau par un transformateur. Ceci nous permet d'obtenir alors la figure suivante sur laquelle l'étude a été faite.

fig:24



Pour trouver l'expression du gain en courant harmonique on applique les lois classiques de l'électrotechnique au circuit de la figure 24.

- Considérons la maille : source harmonique-transformateur .

On peut écrire :

$$U_{cn} = U_T + Z_T I_{cn}$$

$$I_{cn} = I_T + U_T / Z_m$$

- Considérons la maille : alternateur- Z_{ca}

On peut écrire :

$$U_T = U_{gn} + Z_L (I_{gn} + U_{gn} / Z_{ca})$$

$$I_T = I_{gn} + U_T / Z_{ca} + U_{gn} / Z_{ca}$$

- Aux bornes du générateur on peut écrire :

$$U_{gn} = Z_{sn} I_{gn}$$

Des relations précédentes on peut déduire la matrice suivante :

gueur de la ligne nous avons choisi pour les autres variables les valeurs suivantes :

$$I_v = 2\% \text{ soit } S = 120 \text{ MVA}$$

$$Z_{cn} = 400 \text{ ohms pour les L.E.A et } 50 \text{ ohms pour les L.E.C.}$$

$$X_{sn} = 6,45 \text{ ohms soit } S_{cc} = 7,5 \text{ GVA.}$$

Ainsi on obtient le tableau suivant pour les lignes aériennes ;(L.E.A.):

n	1 km	50	100	150	200	300	400
1		-349,3	-184,6	-123,3	-92,80	-62,50	-184,6
5		-72,80	-38,90	-28,81	-32,29	0	12,48
7		-53,90	-29,87	-37,32	0,897	18,87	313,4
11		-35,77	-61,91	1,232	28,02	206,1	0,578
13		-31,50	5,651	9,950	132,4	5,651	-28,11
17		-27,82	2,089	107,7	132,4	-28,11	-28,11
19		-29,41	7,801	485,7	28,02	-62,50	0,580
23		-2792	40,98	107,7	0,898	-28,11	348,5
25		12,98	88,20	33,89	-32,31	0	12,50

Pour les lignes souterraines on obtient (L.E.C.) :

n	1 km	10	20	50	75
1		-372,4	-186,2	-74,49	-49,69
5		-74,49	-37,28	-15,07	-10,21
7		-53,25	-26,59	-8,657	-7,580
11		-33,89	-17,10	-7,321	-6,102
13		-28,79	-14,57	-6,495	-7,890
17		-21,99	-11,23	-6,089	0,889
19		-19,69	-10,09	-7,089	0,059
23		-16,42	-8,498	6,932	0,310
25		15,07	-7,897	1,301	0,762

Les courbes représentant $\Delta_n(1)$ sont tracées sur les graphes n°8, 9 et

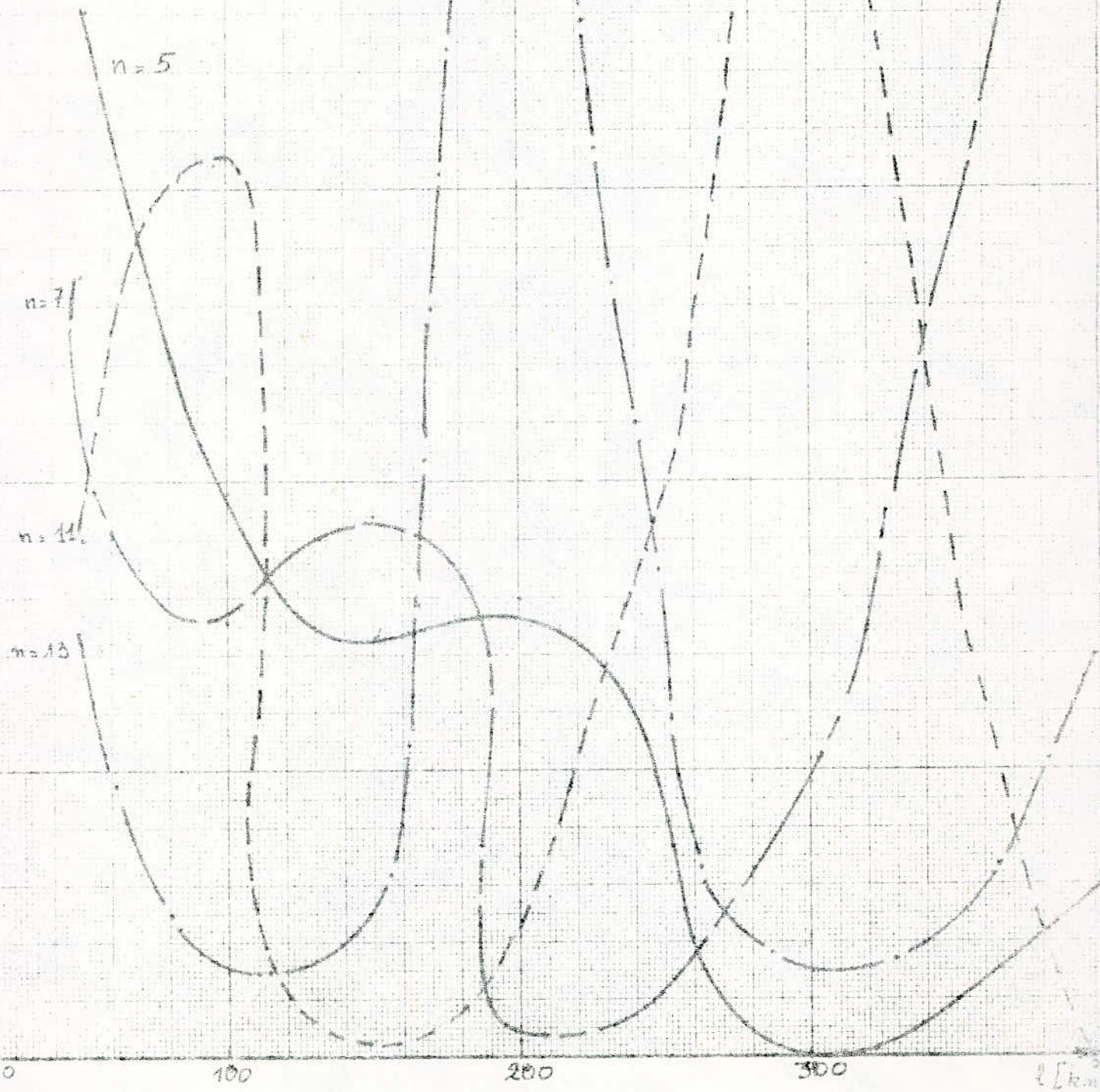
(An)

Graphique n° 8

L.B.A. schéma en T

$$\begin{cases} Z_{en} = 600 \Omega \\ S_{cc} = 7,50 \text{ GVA} \\ I_v = 2\% \end{cases}$$

Courbes $A_n(l)$, n. faible



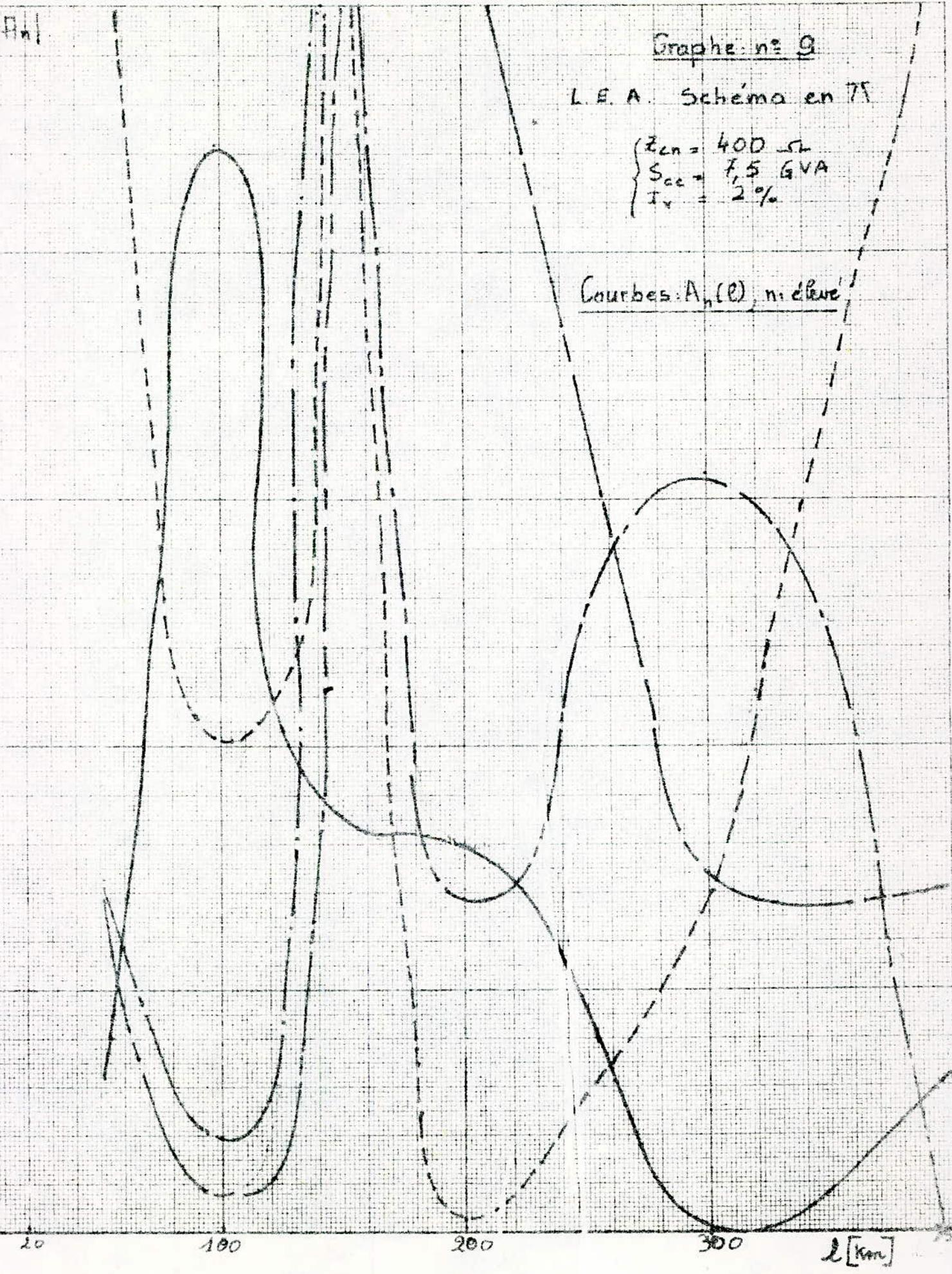
$|A_n|$

Graph. n° 9

L.E.A. Schéma en T

$$\begin{cases} Z_{cn} = 400 \Omega \\ S_{cc} = 7,5 \text{ GVA} \\ I_r = 2\% \end{cases}$$

Courbes: $A_n(l)$, n élève



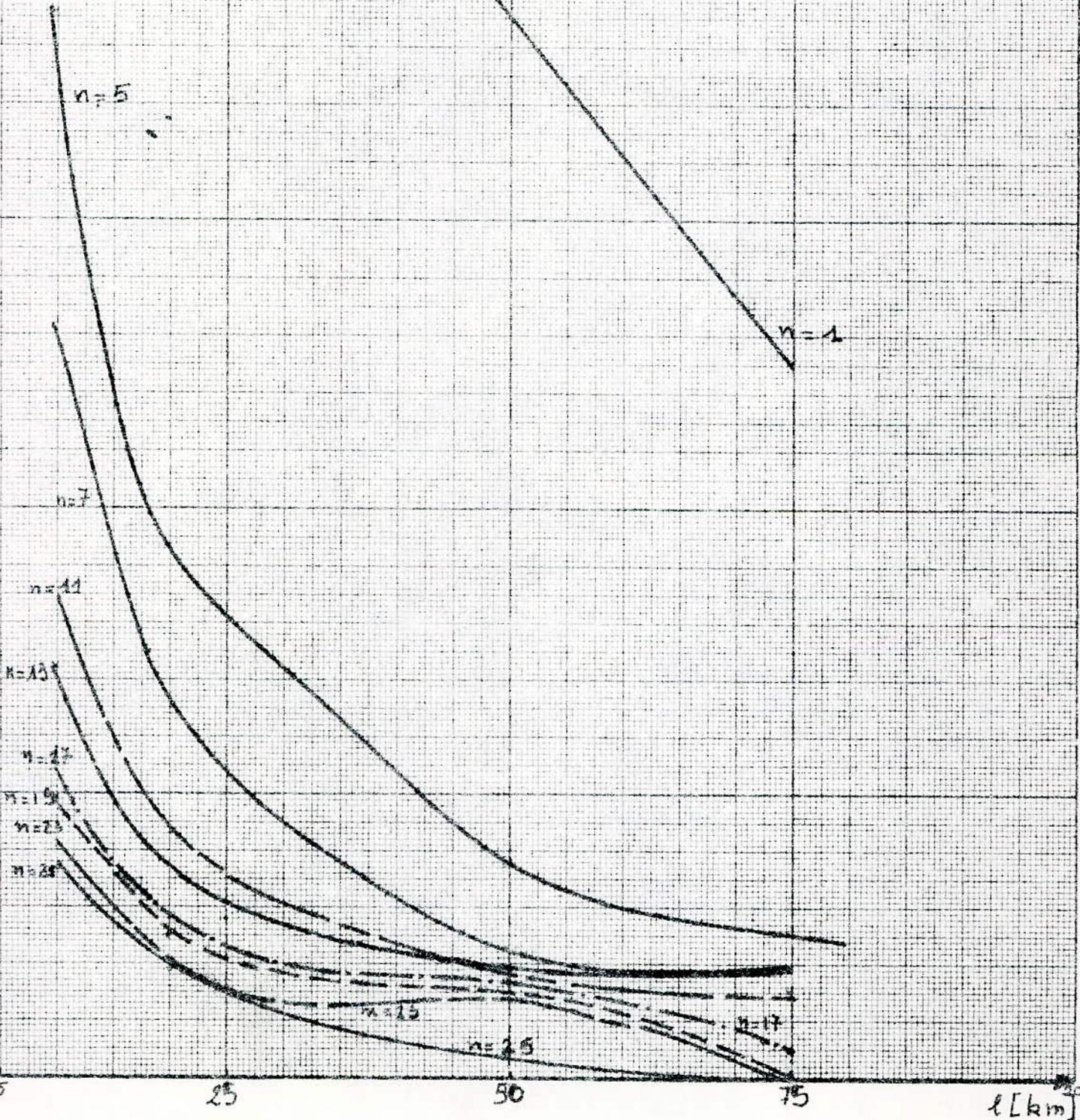
(An)

Graphes: n° 20

L. E. C. schéma en T

$$\begin{cases} Z_{ch} = 50 \Omega \\ S_{cc} = 7,5 \text{ GVA} \\ I_v = 2\% \end{cases}$$

Courbes: $A_n(l)$



L'amplification des courants harmoniques homopolaires n'a pas été étudiée car, comme on le verra plus loin, on élimine ces harmoniques par simple montage du transformateur.

Pour les lignes électriques souterraines, graphe n°10, le gain en courant diminue avec l'accroissement de la longueur. Cependant pour une longueur donnée l'amplification diminue quand le rang de l'harmonique augmente. On peut alors négliger les harmoniques supérieurs puisque aussi bien leur amplitude que leur amplification sont faibles.

Par contre pour les lignes électriques aériennes, graphes n°8 et 9, l'amplification passe par des extrêmes. Il existe alors une longueur critique pour chaque harmonique : ce sera la longueur pour laquelle cet harmonique est le plus amplifié. Cependant cette longueur diffère de celle trouvée dans le cas d'une ligne à paramètres uniformément répartis, ceci s'explique par le fait qu'on a pas pris en considération, dans un cas, le transformateur. Néanmoins la longueur critique, dans cette dernière étude, est telle que le produit $n.l$, n est le rang de l'harmonique, soit un multiple pair du quart de la longueur d'onde fondamentale.

II.4.2. Etude de l'amplification en fonction du courant magnétisant

De l'expression générale de A_n , relation 17, on peut déduire, si Z_c , X_{sn} et l sont fixées, la formule suivante :

$$A_n = a / (b - c I_v) \tag{18}$$

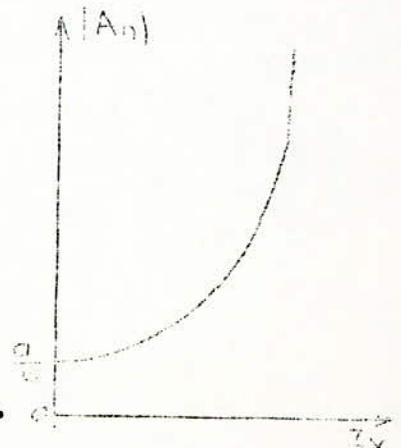
où : $a = Z_c U^2 \cdot 100/S = Z_c \cdot k$ a est ainsi toujours positif

$$b = (\sin^3 x - 2 \cos x)(1/\cos^2 x) X_{sn} \cdot k$$

$$c = Z_c^2 \sin x$$

$$0 < n l < \lambda_0 / 4$$

Dans ces conditions b et c sont positifs, on déduit alors que la courbe $A_n(I_v)$ est une hyperbole dont l'allure est donnée sur la figure ci-contre. L'amplification augmente avec I_v , donc avec la puissance du transformateur.

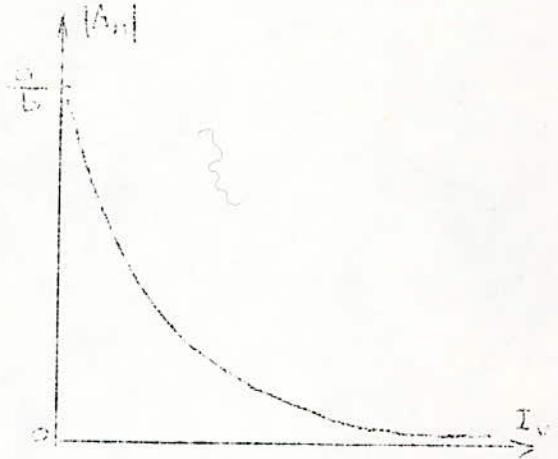


$$* \lambda_0/4 < nl < \lambda_0/2$$

Dans ces conditions c est positif, l'allure de la courbe dépendra du signe de b.

Si b est positif, la courbe aura l'allure de la courbe précédente.

Si b est négatif la courbe aura l'allure de la courbe de la figure ci-contre. Dans ce dernier cas l'amplification diminue quand le courant de magnétisation augmente.



$$* \lambda_0/2 < nl < \lambda_0$$

Dans ce domaine de variation de la longueur de la ligne, c est toujours négatif, d'où les conclusions suivantes :

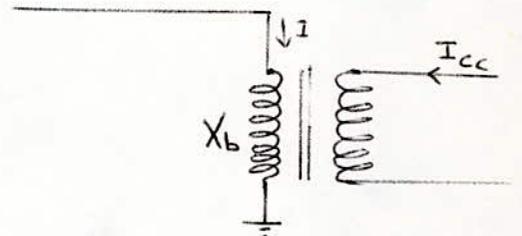
Si b est positif, la courbe aura l'allure de la première courbe;

Si b est négatif, la courbe aura l'allure de la deuxième courbe.

II.5. Influence des bobines de réactances sur l'amplification

La bobine de réactance est branchée entre une phase du réseau et le neutre. Elle est réglée par un courant continu I_{cc} . Le courant qui passe dans la bobine de réactance varie de I_v à I quand le courant de commande varie de 0 à I_{cc} . Ainsi la limite de la valeur de la réactance X_b dépend de la limite de I .

Pour le calcul on suppose que la bobine de réactance est branchée au niveau de l'alternateur, comme ce dernier est court-circuité en régime harmonique.



L'expression de A_n est déduite de la relation du paragraphe précédent en substituant à X_{sn} l'expression : $X_{sn} X_b / (X_{sn} + X_b)$

On obtient ainsi :

$$A_n = (aX_b + b) / (cX_b - d)$$

où : $a = Z_c X_m \cos x$

$$c = (\sin^3 x - 2\cos x) X_m X_{sn} / \cos x - Z_c^2 \cos x \sin x$$

$$b = aX_{sn}$$

$$d = X_{sn} Z_c^2 \cos x \sin x$$

Pour les limites du courant I on a fait varier la puissance apparente de 60 à 120 MVA. La variation de X_b sera alors de 400 à 800 ohms. Pour les calculs cette zone de variation de X_b a été un peu élargie. Aussi on a effectué les calculs pour une ligne aérienne, soit $Z_c = 400$ ohms. Les résultats sont groupés dans le tableau suivant :

l km	n	X_b	500	600	700	800	900	1000
50	5		-26,59	-26,40	-26,35	-26,32	-28,30	-26,29
400	7		-26,65	-26,72	-26,76	-26,80	-26,82	-26,85
300	11		24,89	24,96	25,00	25,04	25,06	25,09
300	13		21,01	21,10	21,16	21,21	21,26	21,29

La courbe représentative de l'amplification en fonction de la réactance de compensation est tracée sur le graphe n°11.

Cette courbe montre que, pour un harmonique de rang donné, le coefficient d'amplification est pratiquement constant. Par ailleurs, en considérant le tableau précédent, on remarque que la réactance de compensation influence pratiquement pas sur le déphasage entre les courants harmoniques I_{cn} et I_{gn} ; ce résultat est déduit du fait que dans chaque ligne du tableau ci-dessus le signe du gain ne change pas.

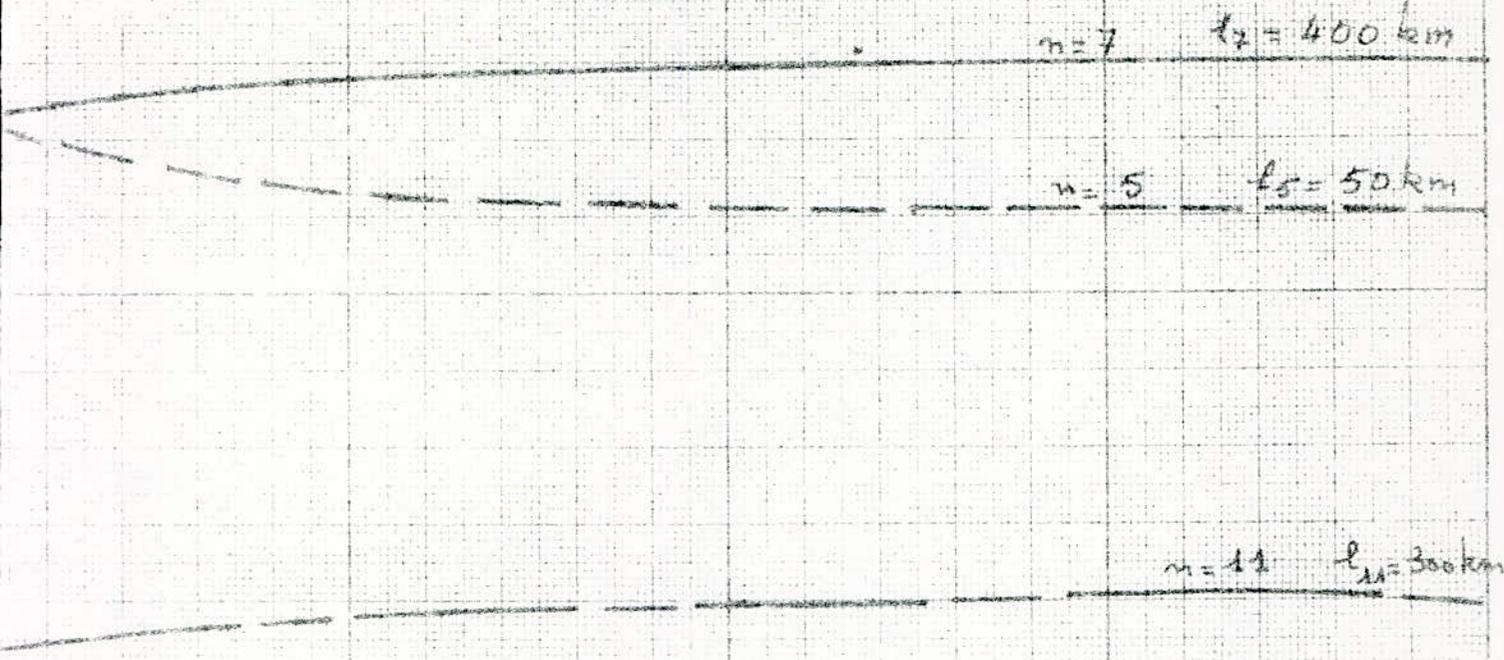
II.6. Alimentation d'une batterie de condensateurs par un générateur de courants harmoniques

Dans cette dernière partie nous allons calculer l'amplitude du courant harmonique qui traverse une batterie de condensateurs en fonction de celle du courant débité par la source harmonique. La batterie de condensateurs est connectée au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur, qui sera représenté par un schéma en gamma. Quant au réseau, la ligne est considérée à constantes uniformément réparties.

Les calculs seront effectués alors sur le circuit de la figure suivante. I_n est le courant harmonique fourni par la source déformante et I_c le courant qui passe dans le condensateur, le coefficient d'amplification sera dans ces conditions : $A_n = I_c / I_n$.

[An]

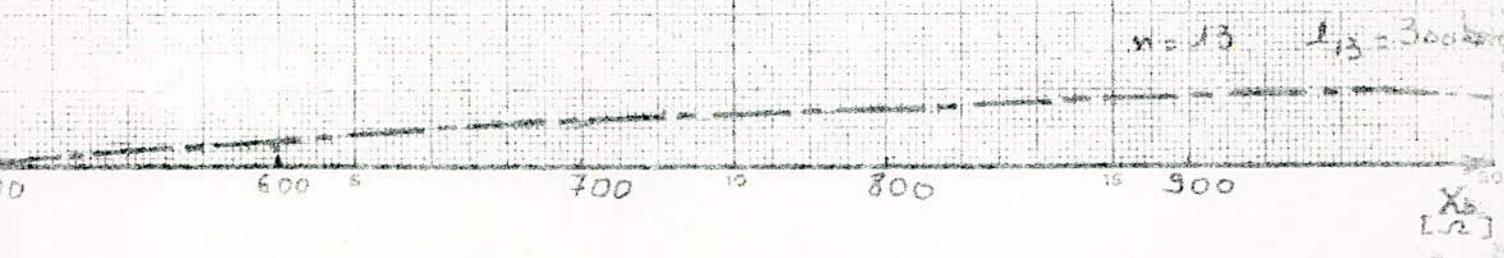
Graphes: n° 11

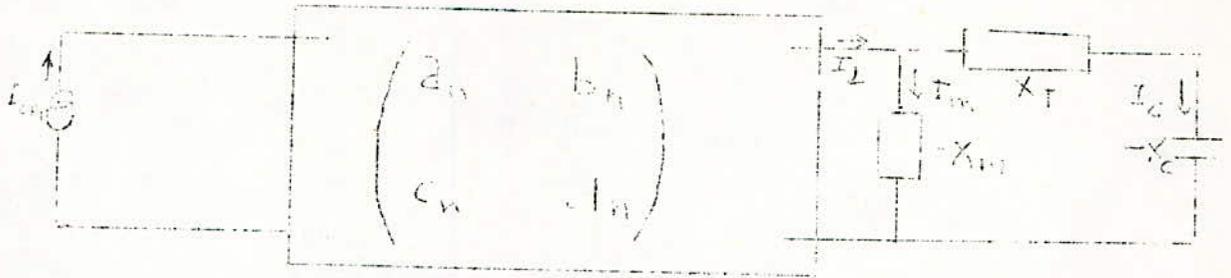


L.F.A schema on π

$$\begin{cases} X_{ch} = 400 \text{ r} \\ S_{cc} = 7,5 \text{ GVA} \\ I_v = 2\% \\ J = \text{cte} \end{cases}$$

Courbes: $A_n(X_L)$





D'après le schéma de la figure ci-dessus on déduit l'expression du gain en courant de celle trouvée au paragraphe II.3. en substituant à X_{sn} la relation : $(X_T - X_c) // X_m$ et remarquant que le courant qui passe dans la batterie de condensateurs est : $I_c = I_2 - I_m$, or : $X_m (I_2 - I_m) = I_c (X_T - X_c)$

d'où :
$$I_c = I_2 X_m / (X_m + X_c - X_T)$$

D'autre part on a :
$$I_2 / I_n = \cos \theta_n / \cos(\phi_n + \theta_n)$$

où :

$$\theta_n = \arctg(Y_{cn} X_m (X_T - X_c) / (X_m + X_c - X_T))$$

et $\phi_n = nw(LC)^{0,5} = 2\pi n l / \lambda_0$

Finalement :

$$A_{n,c} = I_c / I_n = \frac{\cos \arctg \frac{X_m}{Z_{cn}} \frac{X_T - X_c}{X_m + X_c - X_T}}{\cos(\frac{2\pi n l}{\lambda_0} + \arctg \frac{X_m}{Z_{cn}} \frac{X_T - X_c}{X_m + X_c - X_T})} \frac{X_m}{X_m + X_c - X_T}$$

Dans ce qui suit nous supposons que la batterie de condensateurs X_c sert à compenser de l'énergie réactive, on peut alors écrire : $Q = U^2 / X_c$.

Pour le calcul on prend une variation de $Q = (15 \text{ à } 50) \% S_N$ où $S_N = 120 \text{ MVA}$,

d'où la variation de la réactance capacitive : $X_c = 800 \text{ à } 2500 \text{ ohms}$.

Pour les autres variables on a : $X_m = 20000 \text{ ohms}$, $X_T = 40 \text{ ohms}$ et $l = 150 \text{ km}$.

X_c	5	7	11	13
800	0,526	0,462	0,583	0,819
1200	0,357	0,326	0,371	-0,759
1600	0,288	0,256	0,277	0,342
2000	0,236	0,206	0,214	0,259
2500	0,194	0,167	0,169	0,200

(An)

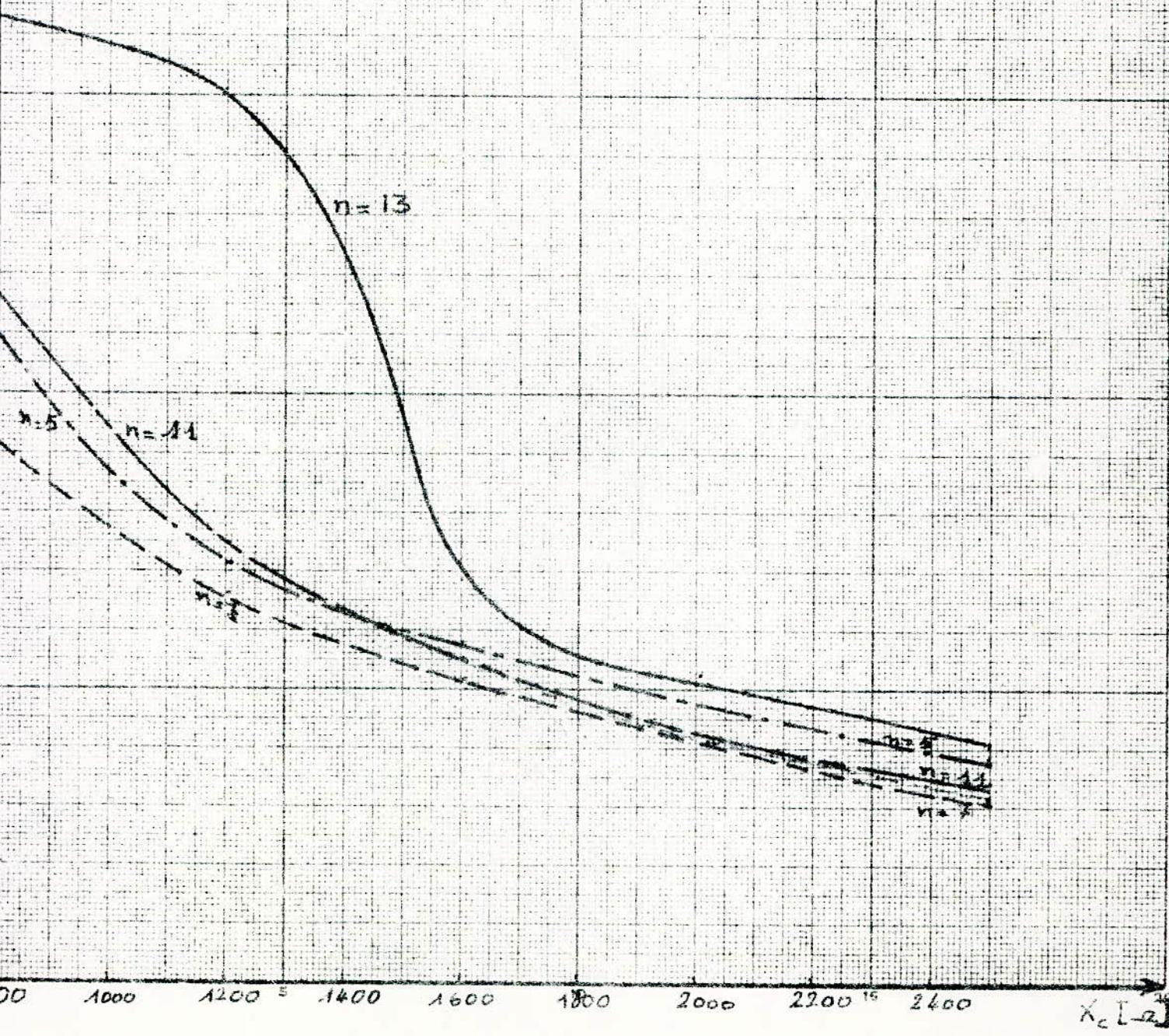
Graphes n° 19

L.E.A. à paramètres uniformément répartis

$$\begin{cases} l = 150 \text{ km} \\ X_m = 20 \text{ k}\Omega \\ X_r = 40 \Omega \\ Z_{cn} = 400 \Omega \end{cases}$$

Courbes : $A_n(X_c)$

$$A_n = \frac{I_{cond}}{I_{cn}}$$



La courbe $A_n(X_c)$, tracée sur le graphe n°12, montre que l'amplification diminue quand la réactance de la batterie de condensateurs augmente ; c'est à dire est d'autant plus faible que l'énergie réactive à compenser est faible. Pour une réactance capacitive donnée, l'amplification diminue lorsque le rang de l'harmonique augmente de 3 à 7, puis elle augmente avec le rang.

III. IMPEDANCE HARMONIQUE DE COURT-CIRCUIT DU RESEAU

III.1. Généralités

Lorsque l'on désire raccorder une charge sur un réseau et que l'on connaît l'impédance harmonique de la charge supposée passive, le théorème de Thévenin permet de prévoir le courant harmonique qui circulera dans la charge. Si V_n est la tension harmonique du réseau avant le raccordement de la charge, Z_{ccn} l'impédance de court-circuit du réseau vu du point où l'on branche la charge, on a :

$$I_n = V_n / (Z_n + Z_{ccn})$$

Si Z_n a une valeur nulle, par exemple si la charge constitue un circuit résonnant série pour la fréquence n , seule l'impédance harmonique de court-circuit du réseau Z_{ccn} limite le courant harmonique dans la charge ; ce sera le courant de court-circuit harmonique du réseau. L'impédance harmonique de court-circuit est donc une caractéristique du réseau et elle joue le même rôle, dans un autre domaine de fréquences, que l'impédance de court circuit habituelle dans les réseaux à 50 Hz. Il faut cependant faire quelques restrictions ; l'application du théorème de Thévenin suppose que le raccordement de la nouvelle charge ne modifie pas les forces électromotrices du réseau ; si cette condition est pratiquement toujours vérifiée pour les régimes à 50 Hz, il peut en être autrement pour les forces électromotrices harmoniques. Nous avons vu que les f.e.m des générateurs harmoniques sont souvent directement liées aux tensions fondamentales du réseau (cas des transformateurs). Par conséquent, le théorème de Thévenin est applicable aux fréquences harmoniques si la charge que l'on désire raccorder ne provoque pas de variations trop importantes de la tension fondamentale soit inférieures à 1 pour 100.

La valeur de l'impédance harmonique de court-circuit n'est pas facilement accessible au calcul ; si les schémas équivalents aux divers éléments du réseau (lignes, transformateurs, machines tournantes, etc...) sont assez bien connus, il n'en est pas de même des impédances harmoniques équivalentes aux charges de clientèle. Les charges de la clientèle sont des ensembles complexes de résistances, d'inductances, de capacités et de générateurs d'harmoniques et, à moins d'en connaître exactement la contexture, il est difficile de se faire une idée de leurs schémas équivalents. C'est pourquoi il est préférable de mesurer directement cette impédance. Cette mesure est très délicate, de plus, du fait des variations de charge, ou du fait des manoeuvres dans les réseaux, l'impédance harmonique du réseau n'est jamais une grandeur constante.

Les méthodes de mesure se ramènent directement ou indirectement à injecter un courant harmonique dans un réseau, et à effectuer la division, si possible en valeurs complexes, de la valeur de la tension harmonique qui en résulte par celle du courant injecté. La difficulté rencontrée pour effectuer ces mesures provient du fait qu'on ne dispose pas de sources harmoniques, et d'autre part, parce que le bruit de fond du réseau lui-même risque de masquer complètement les grandeurs mesurées.

III.2. Mesure de l'impédance harmonique à l'aide d'un générateur à fréquences musicales

III.2.1. Principe de la mesure

Considérons un alternateur triphasé à vitesse variable fournissant 3 tensions équilibrées. Lorsque l'alternateur est relié au réseau, il fournit une tension V , à la fréquence f considérée, et débite dans le réseau un courant I à la même fréquence; le rapport V/I donne la valeur du module de l'impédance de court-circuit du réseau pour la fréquence f .

Il faut noter que la mesure effectuée à une fréquence harmonique rigoureusement multiple de la fréquence fondamentale, n'a pas de sens; en effet, le rapport V/I ne représente pas dans ces conditions, l'impédance passive de court-circuit, mais une fonction complexe faisant intervenir toutes

les f.e.m harmoniques à la même fréquence du réseau. En conséquence, pour connaître l'impédance de court-circuit pour une fréquence harmonique n , 250 Hz par exemple, il faut effectuer 2 mesures, l'une à une fréquence **non harmonique** légèrement inférieur, à 250 Hz (240 Hz par exemple) et l'autre à une fréquence non harmonique légèrement supérieure (260 Hz par exemple) ; par raison de continuité, l'impédance à 250 Hz est donnée par la moyenne des mesures à condition, précisément, de ne pas être en résonance pour la fréquence de 250 Hz.

Avec un alternateur à vitesse variable, et à point neutre relié à la terre, fournissant trois tensions égales et en phases (alternateur homopolaire), il est possible de déterminer l'impédance harmonique homopolaire de court-circuit du réseau pour la fréquence f .

III.2.2. Mise en oeuvre de la méthode

L'alternateur est relié au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur réducteur et on s'arrange pour s'opposer, au moyen de bouchons, au passage des courants à 50 Hz qui peuvent circuler dans le stator.

Pour connaître en grandeur et en phase l'impédance harmonique du réseau, il faut mesurer les puissances active et réactive, à la fréquence f , débitées par la machine.

III.3. Mesure de l'impédance harmonique par la méthode du théorème de Thévenin

III.3.1. Principe de la méthode

Le principe de la méthode repose sur la mesure des variations brusques de la tension harmonique du réseau lorsque l'on branche en dérivation un condensateur donné.

Nous utilisons un condensateur car son admittance est proportionnelle à la fréquence ; de ce fait, on peut provoquer des variations très importantes des tensions harmoniques sans, pour autant, perturber les régimes de tension à 50 Hz.

Désignons par $Z = R + jX$ l'impédance de court-circuit du réseau : pour

l'harmonique de rang n ; soit un condensateur dont l'impédance par phase et pour l'harmonique n est $-jX'$; soit encore V la tension harmonique que l'on mesure sur le réseau juste avant le branchement du condensateur et V' juste après le branchement de ce dernier.

Le courant I' dans le condensateur est donné par le théorème de Thévenin :

$$I' = \bar{V} / (\bar{Z} + (-jX'))$$

Il est aussi donné par la loi d'Ohm :

$$I' = \bar{V}' / -jX'$$

On en déduit :

$$\left| \bar{Z} - jX' \right| = X' \left| V/V' \right|$$

On recommence le même essai avec un autre condensateur dont l'impédance pour l'harmonique n est X'' ; on obtient :

$$\left| \bar{Z} - jX'' \right| = X'' \left| V/V'' \right|$$

Ces 2 dernières équations permettent de calculer les 2 composantes R et X de l'impédance de court-circuit du réseau, on peut les résoudre par une méthode graphique.

III.3.2. Mise en oeuvre de la méthode

Les variations des rapports V/V' et V/V'' peuvent être comprises entre 0,1 et 10 par exemple alors que les variations de la tension fondamentale restent inférieures à 1% .

Lorsque les mesures portent sur des fréquences constituant des systèmes directs ou inverses, le point neutre de la batterie de condensateurs doit être isolé ; par contre, le point neutre de la batterie doit être mis à la terre lorsque les mesures portent sur les systèmes homopolaires, sinon l'admittance harmonique homopolaire de la batterie serait nulle et il n'y aurait pas de variations de tensions harmoniques homopolaires.

III.3.3. Précision de la méthode

La précision de la méthode dépend de l'analyseur d'harmoniques dont on dispose et du temps nécessaire pour effectuer les 2 mesures, car l'impédance harmonique de court-circuit varie en fonction du temps suivant la

charge du réseau et les batteries de condensateurs en service.

D'après des essais effectués dans des réseaux, le temps nécessaire pour effectuer les 2 mesures est de l'ordre de la minute. De plus cette méthode ne provoquant aucune perturbation dans l'exploitation des réseaux, il est possible d'effectuer plusieurs mesures en essayant de se placer dans les mêmes conditions ; les résultats ainsi trouvés ont toujours été concordants à $\pm 5\%$. La méthode est donc suffisamment précise pour la majorité des problèmes qui peuvent se poser à l'exploitant de réseaux.

III.4. Méthode de mesure en cours de mise au point au sein d'E.D.F.

Cette méthode vise à déterminer, aux fréquences harmoniques, les impédances homopolaires d'une part, et directe ou inverse d'autre part (ces dernières impédances sont supposées identiques), au point de raccordement d'un client perturbant. Les données expérimentales sont les enregistrements simultanés des courants déformés injectés dans le réseau par la ligne alimentant le client, et des tensions déformées qui en résultent compte tenu des déformations préexistantes sur celui-ci. L'originalité de la méthode est d'opérer simultanément sur toutes les fréquences contenues dans une bande au choix de l'utilisateur, et la redondance ainsi obtenue est exploitée au mieux pour améliorer sensiblement le rapport signal sur bruit. La mise au point d'un appareil entièrement électronique est en cours, mais actuellement, le traitement des données expérimentales par une méthode mathématique a déjà été expérimentée en laboratoire et sur un réseau.

Cette méthode comprend actuellement 3 parties principales à savoir :

- 1°) Enregistrement sur le site des grandeurs expérimentales
 - Les grandeurs triphasées sont captées, en général, aux bornes des transformateurs de tension et de courant des circuits de mesure des postes, de manière à pouvoir enregistrer simultanément les tensions déformées au point d'alimentation du matériel perturbant et les courants déformés absorbés par celui-ci.
 - Des filtres ramènent ces 6 grandeurs triphasées à 4 grandeurs monophasées 2 homopolaires d'une part, et 2 directe-inverse d'autre part, tout en éliminant leur composante à 50 Hz gênante pour le reste du processus de mesure.

- Enfin ces grandeurs physiques ainsi filtrées sont enregistrées à l'aide d'un enregistreur magnétique analogique classique.

2°) Echantillonnage des données expérimentales

Actuellement une station d'acquisition de données, en France, permet de réaliser commodément l'échantillonnage des grandeurs analogiques et de mettre celles-ci sous une forme numérique et sur un support directement utilisables par un ordinateur scientifique.

3°) Traitement de l'information

Un programme écrit en FORTRAN, permet d'identifier le réseau à un modèle d'impédance simple donc valable dans une bande de fréquence relativement étroite. L'identification est effectuée séparément pour les grandeurs homopolaires d'une part, et pour les grandeurs directes et inverses d'autre part.

Les 2 fonctions principales du programme sont donc les suivantes :

- Opérer un filtrage numérique des grandeurs physiques d'entrée pour conserver seulement les fréquences contenues dans une bande au choix de l'utilisateur.
- Identifier le réseau au modèle, ce qui consiste à rechercher la valeur numérique des 2 constituants de ce dernier (inductance et résistance placées en série), de manière à rendre minimale la différence quadratique moyenne entre la tension perturbée enregistrée et la tension calculée à partir du courant et de la valeur numérique de l'impédance issue du modèle d'autre part.

III.5. Résultats de mesures ou de calculs d'impédances

Ce paragraphe contient un tableau groupant des indications concernant les impédances harmoniques des réseaux et une figure représentant le diagramme polaire de l'impédance du réseau de transport italien vue du point de San Dalmazio (à 220 kV).

Palier de tension	Nature des impédances harmoniques	Valeur des impédances ramenées à 50Hz
BT (homopolaire, directe-inverse)	90% des clients BT de la CEE sont connectés en des points du réseau où l'impédance est inférieur aux	Bonne concordance : $Z \approx U^2 / P_{cc}$

valeurs suivantes :

$$Z = 0,24 + j0,15.n \text{ directe-inverse}$$

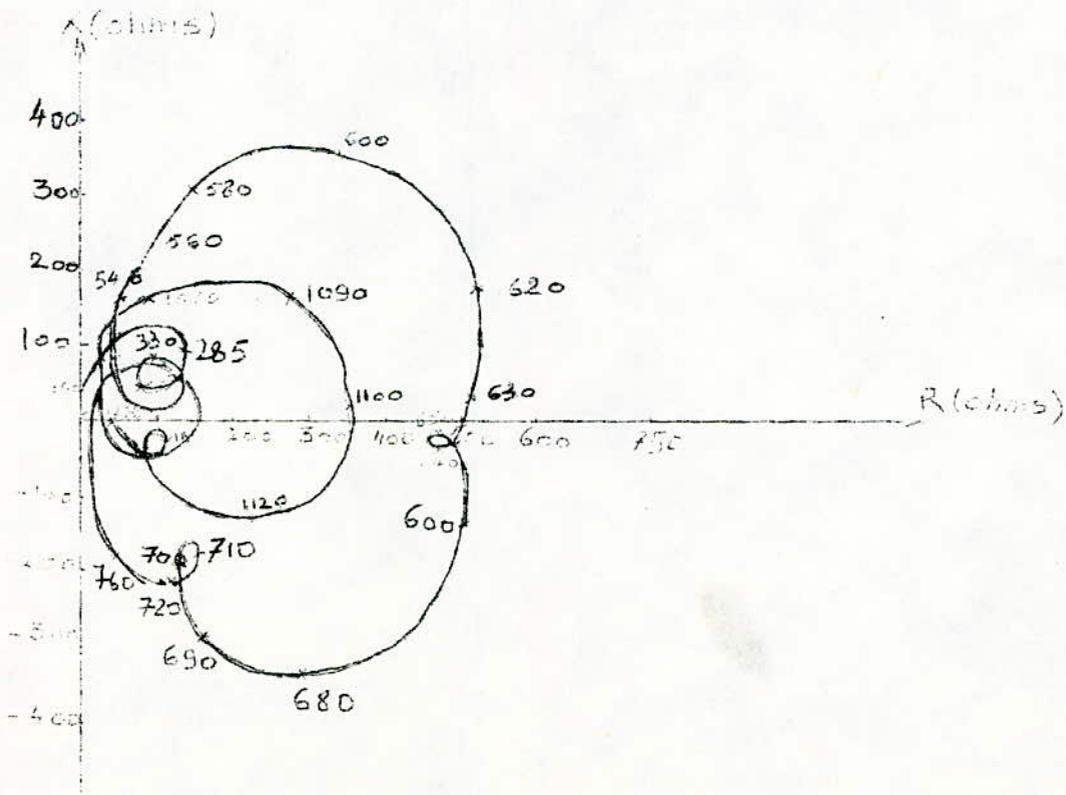
$$= 0,72 + j0,45.n \text{ homopolaire}$$

$$= 0,4 + j0,25.n \text{ phase-neutre}$$

$$= 0,48 + j0,3.n \text{ phase-phase}$$

HT (directe-inverse)	Si n est inférieur à 14 impédances capacitatives, inductives	Réseau très chargé $U^2/P_{cc} < Z \ll U^2/P_{cc}$
	-	Réseau peu chargé $U^2/P_{cc} < Z/nU^2/P_{cc}$
	Si n est supérieur à 14 Impédances résistives ou capacitatives	$Z \ll U^2/P_{cc}$
HT et THT	Si n est inférieur à 26 Impédances capacitatives, résis- tives ou inductives	Si $n < 26, U^2/P_{cc} < Z \ll U^2/P_{cc}$ Si $n > 26, Z \ll U^2/P_{cc}$

Diagramme polaire de l'impédance du réseau de transport italien vue du poste de San Dalmazio (220 kV). En face de chaque point est indiquée la fréquence correspondante.





H A P I T R E III

PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES FREQUENCES HARMONIQUES



- I. Perturbations produites chez le consommateur
- II. Perturbations produites dans les réseaux électriques.

PERTURBATIONS PRODUITES PAR LES FREQUENCES HARMONIQUES

Les fréquences harmoniques produites par différents appareils du réseau et des usagers produisent des perturbations à ces deux niveaux. On a parlé brièvement des perturbations du consommateur et avec plus de détail de celles produites dans le réseau électrique.

I. PERTURBATIONS PRODUITES CHEZ LE CONSOMMATEUR

Etant donné que les appareils des usagers sont conçus pour fonctionner à la fréquence industrielle il est alors évident que l'état de pureté de la fréquence va influencer leur régime de marche normal.

I.1. Erreurs d'indication dans les appareils de mesure

La présence des fréquences harmoniques fausse l'indication de certains appareils de mesure. Les appareils les plus sensibles sont ceux dont la déviation de l'aiguille dépend de la fréquence; c'est le cas des appareils de mesure dont l'élément moteur est à induction. Pour ces appareils l'indication dépend du déphasage entre le courant et la tension. En effet le principe d'un tel élément moteur est l'action d'un ou plusieurs champs magnétiques produits par un ou plusieurs circuits sur les courants de Foucault que ces champs induisent dans une bobine, un disque ou un cylindre conducteur mobile. On reconnaît dans cette classe les wattmètres, les varmètres, les compteurs d'énergie, ... Par exemple pour les derniers cités les gênes liées à la pollution harmonique sont :

- sensibilité plus faible du comptage aux fréquences harmoniques
- dégradation de la classe de précision.

I.2. Télécommande à fréquence acoustique

Le système de télécommande circulaire consiste dans la transmission d'une certaine fréquence (voisine de 800 Hz) vers les appareils de réception en utilisant le réseau électrique. Quand les signaux arrivent à leur destination ils déclenchent certains appareils de commande : par exemple, commande de l'éclairage public. Cependant en régime harmonique il peut ex-

ister certaines fréquences voisines des fréquences musicales. Ces fréquences peuvent perturber alors la télécommande. Ce sont en général les fréquences de denture des machines asynchrones qui sont les plus gênantes dans ce cas car elles dépendent du glissement, c'est à dire de la charge de la machine.

I.3. Autres appareils sensibles

Beaucoup d'autres appareils de la clientèle sont gênés par la pollution harmonique. Nous citerons :

- les téléviseurs : pour ces appareils la distorsion de la tension risque de déformer l'image .
- les ordinateurs : leur fonctionnement même est troublé si le facteur de déformation d dépasse 5% (d est défini comme le rapport du résidu à la valeur efficace, voir chapitre 2-§III.1.2.c) .
- les appareils médicaux générateurs de rayons X : dans ce cas on constate des perturbations par surtension par valeur de crête liées aux distorsions de la tension si $U_n/U_1 = 10\%$.
- circuits divers de la clientèle : les déclenchements intempestifs sont attribués aux distorsions de tension et à des particularités des circuits alimentés. Cette gêne apparait si $U_n/U_1 = 6$ à 12% .

II. PERTURBATIONS PRODUITES DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES

Les harmoniques qui pénètrent dans les réseaux électriques ont une influence néfaste sur ce dernier. En effet les pertes dans les machines et les batteries de condensateurs augmentent, le vieillissement des différents équipements est accéléré et le facteur de puissance est réduit.

II.1. Pertes dans les machines tournantes

Les pertes dans les machines électriques sont groupées en pertes supplémentaires et pertes principales.

Les pertes principales apparaissent par suite des principaux phénomènes électromagnétiques et mécaniques qui se produisent dans la machine.

Par pertes supplémentaires on entend les pertes dans le fer et le cuivre apparaissant dans la machine par suite des phénomènes électromagnétiques qui y ont lieu.

Comme les harmoniques polluent la tension ou le courant, ils modifient alors les pertes principales.

II.1.1. Pertes dans le fer

Les pertes dans le fer comprennent les pertes d'hystéresis dans le noyau et dans les dents de l'induit et les pertes par courants de Foucault dans les mêmes pièces.

= Pertes par hystéresis : p_h

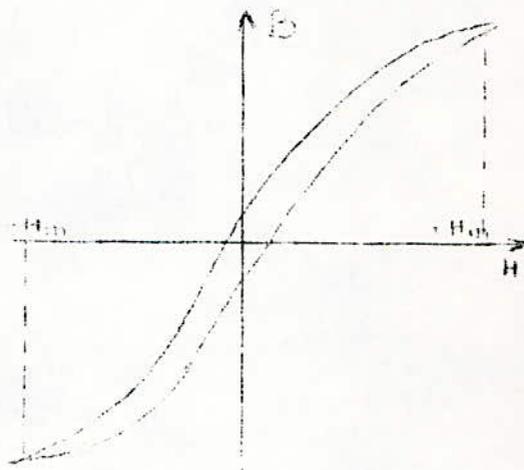
Ces pertes résultent du retournement des aimants moléculaires ; elles sont calculables à partir du cycle d'aimantation. L'énergie emmagasinée par unité du volume pendant l'aimantation est :

$$W = \int_0^B H \cdot dB$$

H oscille entre $+H_m$ et $-H_m$.

Pendant une période, le point A décrit la totalité du cycle d'hystéresis.

Les pertes par hystéresis sont donc proportionnelles à l'aire du cycle d'hystéresis et à la fréquence f du champ magnétique H.



Steinmetz a proposé une formule empirique pour le calcul des pertes par hystéresis, par unité de masse, lors d'une inversion d'aimantation alternative :

$$p_h = C_h \cdot f \cdot (B)^a = K_h (f/100) B^2$$

où : C_h est une constante qui dépend de la nuance du fer utilisé

f est la fréquence d'inversion d'aimantation

B: la valeur maximum de l'induction magnétique

a: il est déterminé expérimentalement (pour des aciers alliés et des inductions comprises entre 0,3 et 1,6 T on prend en moyenne $a=2$).

= Pertes par courants de Foucault: p_F

Pendant le cycle d'inversion d'aimantation du fer, des f.e.m y naissent dans un sens déterminé d'après la règle du tire-bouchon de Maxwell . Dans le même sens sont dirigés les courants créés par ces f.e.m et appelés courants de Foucault. Si on suppose que :

- l'épaisseur de la tôle d'acier est insignifiante par rapport à sa hauteur et à sa longueur,
- l'induction varie sinusoidalement, et elle est répartie uniformément suivant l'épaisseur de la tôle ce qui revient à négliger l'effet d'écran des courants de Foucault naissant dans la tôle,
- la perméabilité de l'acier et sa résistivité restent constantes;

alors la f.e.m induite dans la tôle peut être considérée comme proportionnelle à la fréquence des cycles d'aimantation f et à l'induction B :

$$e_F \cong f \cdot B$$

d'autre part :

$$i_F = e_F / r \quad \text{où } r \text{ est constante}$$

Il en résulte que les pertes par courants de Foucault dans une unité de masse sont exprimées par :

$$p_F = i_F^2 r = C_F f^2 B^2 = K_F (f/100)^2 B^2$$

où C_F représente une constante qui dépend de la nuance de l'acier et de l'épaisseur de la tôle.

Finalement les pertes totales dans un kg de masse de fer sont :

$$p_f = p_h + p_F = K_h (f/100) B^2 + K_F (f/100)^2 B^2$$

Soit $p_{(1/50)}$ les pertes spécifiques pour $f=50\text{Hz}$ et $B=1\text{T}$, il vient alors que les pertes spécifiques pour une fréquence f quelconque sont :

$$p_f = p_{(1/50)} \cdot (f/50)^b \quad \text{pour } B=1\text{T}$$

où f la fréquence des cycles d'aimantation de l'acier, b un coefficient compris entre 1,2 et 1,5 ; dépendant de l'acier.

Ainsi pour une fréquence harmonique d'ordre n les pertes spécifiques sont augmentées de n^b .

II.1.2. Pertes dans le cuivre : p_c

Les pertes principales dans le cuivre groupent les pertes dans le cui-

vre de l'induit, les pertes d'excitation et les pertes dans le contact b_a - l_{ai}-collecteur. Les plus importantes sont les premières citées ; elles sont proportionnelles au carré du courant d'induit. Dans le cas où ce courant n'est pas sinusoïdal alors les pertes actives sont proportionnelles à :

$$I^2 = I_1^2 (1 + (I_n/I_1)^2)$$

On déduit que les pertes principales dans le cuivre sont majorées des pertes proportionnelles à : $(I_n/I_1)^2$

dues aux courants harmoniques.

Les pertes principales dans le cuivre sont les pertes les plus importantes d'une machine électrique vu qu'elles sont proportionnelles au carré du courant d'induit. Il en découle que les pertes dues aux harmoniques dans le cuivre de l'induit seront les plus grandes.

II.1.3. Exemple

Soit une machine de 23 kW (soviétique de type TTH-290) où $I=103$ A ,
 $S_{\text{induit}}=12,3 \text{ mm}^2$, $W(\text{poids}) = 27,7 \text{ kg}$.

D'où les pertes principales dans le cuivre :

$$p_c = (I/S)^2 \cdot W \cdot 2,4 = 1,16 \text{ kW} \text{ où } 2,4 \text{ est une constante}$$

Supposons l'existence des harmoniques 3 et 5 dont les amplitudes des courants correspondantes sont : $I_3 = I_1/3$ et $I_5 = I_1/5$

$$\text{On peut écrire : } I^2 = I_1^2 (1 + (I_3/I_1)^2 + (I_5/I_1)^2) = I_1^2 (1 + (1/3)^2 + (1/5)^2)$$

$$I^2 = 1,15 \cdot I_1^2$$

Finalement :

$$P_{cn} = 1,15 \cdot p_c$$

Les pertes dans le cuivre sont majorées de 15% soit de 0,6% de la puissance nominale.

En conclusion les harmoniques dans les réseaux électriques augmentent les pertes principales dans les machines électriques et par conséquent diminuent leur rendement.

II.2. Pertes dans les transformateurs

La forme de la courbe de tension influe sur les pertes à vide d'un transformateur. Ces pertes se composent :

- des pertes dans le cuivre de l'enroulement primaire
- des pertes principales dans le fer du noyau
- des pertes supplémentaires à vide.

On peut négliger les pertes citées en premier qui sont en général inférieures à 2% des pertes à vide. On étudiera dans ce qui suit l'influence des harmoniques sur les pertes principales dans le fer.

Pour les pertes par hystérésis et par courants de Foucault, lorsque la tension est sinusoïdale, on peut appliquer les formules données pour ces pertes dans le cas des machines tournantes.

Pour une tension d'alimentation u_1 non sinusoïdale les courbes de f.e.m e_1 et du flux ϕ_t ne sont pas sinusoïdales (e_1 : f.e.m induite dans l'enroulement primaire; ϕ_t : valeur instantanée du flux principal).

Dans le cas général : $d\phi_t / dt = -e_1$

c'est à dire que le flux est une fonction intégrale de la f.e.m. Il en résulte que lorsque les courbes de la tension et, par conséquent, de la f.e.m sont pointues, la courbe du flux est aplatie et vice-versa. Dans le premier cas la valeur maximale de l'induction B_m diminue et dans le second cas elle augmente. Les pertes dans le fer varient donc en conséquence mais la variation des pertes par hystérésis et par courants de Foucault est différente. Déterminons les pertes dans le fer pour une valeur efficace donnée de la tension U_1 à une fréquence donnée f .

Si la f.e.m est une courbe non sinusoïdale on a :

$$E_1 = 4kfw_1\phi_m$$

où k représente le facteur de forme de la courbe de la f.e.m. Par conséquent :

$$\phi_m \equiv B_m \equiv E_1/k \equiv U_1/k$$

On sait, d'après le paragraphe précédent, que les pertes par hystérésis

$$p_h \equiv B_m^2 ; \text{ c'est à dire : } p_h \equiv (U_1/k)^2$$

Les pertes par courants de Foucault sont :

$$p_F \equiv k^2 B_m^2 ; \text{ c'est à dire : } p_F \equiv U_1^2$$

Il en résulte que pour une valeur efficace donnée de la f.e.m les pertes par hystéresis sont inversement proportionnelles au carré du facteur de forme de la courbe de la f.e.m et les pertes par courants de Foucault ne dépendent pas de la forme de cette courbe. Vu que les pertes principales dans le fer sont les pertes par hystéresis, on peut admettre approximativement que les pertes totales dans le fer sont :

$$p_f \equiv (U_1/k)^2$$

Lorsque la courbe de la f.e.m a une forme aplatie, k est inférieur à 1,11 ; les pertes fer sont supérieures aux pertes qui ont lieu pour une courbe sinusoïdale de la f.e.m.

L'augmentation des pertes fer est alors :

$$p_f \cdot (1,11/k)^2$$

Enfin nous allons définir le facteur de forme k :

Lorsque la tension appliquée au primaire du transformateur est sinusoïdale la valeur efficace de la f.e.m de l'enroulement primaire est :

$$E_1 = 4,44fw_1\phi_m$$

Supposons maintenant que la tension appliquée et le flux magnétique n'ont pas une forme sinusoïdale. Indépendamment de la forme de cette courbe on aura :

$$e_1 \cdot dt = -w_1 \cdot d\phi_t$$

$$\int_0^{T/2} e_1 \cdot dt = -w_1 \int_{\phi}^{-\phi} d\phi_t = w_1 \cdot 2\phi$$

La valeur moyenne de la f.e.m sera :

$$E_{1m} = 2/T \int_0^{T/2} e_1 \cdot dt = (4/T)w_1\phi = 4w_1f\phi$$

quelle que soit la forme de la courbe de la tension appliquée. On définit le facteur de forme k de la courbe comme le rapport : $k = E_1/E_{1m}$

d'où : $E_1 = 4kw_1f\phi$

w_1 est le nombre de spires de l'enroulement primaire du transformateur.

II.3. Pertes dans les batteries de condensateurs

Les pertes diélectriques d'un condensateur sont chiffrées par l'angle de pertes d'' qui est une constante caractéristique du diélectrique. Cet angle est indépendant des paramètres géométriques. Si un condensateur est alimenté par une tension U la puissance transformée en chaleur est :

$$P = U^2 \cdot Cw \cdot \text{tg } d''$$

où : $w = 2\pi f$; $\text{tg } d'' = \sin \delta = \cos \phi$

Supposons maintenant que la tension d'alimentation U n'est pas sinusoïdale ; si U_n est la $n^{\text{ème}}$ composante harmonique de U on aura :

$$P_n = U_n^2 \cdot Cw \cdot n \cdot \text{tg } d'' \quad \text{car } w_n = nw$$

Ainsi les pertes dans les batteries de condensateurs subissent une élévation égale à :

$$U_n^2 \cdot n \cdot Cw \cdot \text{tg } d''$$

Généralement ces pertes sont élevées du fait que l'admittance de la batterie de condensateurs est proportionnelle à l'ordre de l'harmonique qui y pénètre.

II.4. Pertes dans les lignes

Les pertes dans les lignes de transport et de distribution sont liées au courant qui y circule. En présence de courants harmoniques les pertes ohmiques sont alors majorées.

II.5. Vieillessement accéléré de l'équipement électrique

Pour une tension non sinusoïdale on constate un vieillissement accéléré de l'isolation des machines électriques, des transformateurs, des condensateurs et des câbles, résultat de processus physico-chimiques qui découlent de l'action des champs harmoniques supérieurs et aussi de l'influence des parties conductrices de courant qui sont fortement chauffées (augmentation des pertes).

La durée de vie de l'isolation de classes A et B, les plus utilisées en électrotechnique, est déterminée pour des tensions sinusoïdales et non sinusoïdales (on note en conséquence t_s et t_{ns}) par les expressions :

$$t_s = t_0 \cdot 2^{(T_M - T_s)/\theta} \quad (19)$$

$$t_{ns} = t_0 \cdot 2^{(T_M - T_{ns})/\theta} \quad (20)$$

où : t_0 est la durée de service de l'isolation à la température maximale admissible T_M ; T_s et T_{ns} : température de l'isolation dans un service continu de travail de l'équipement pour une tension sinusoïdale, respectivement non sinusoïdale ; θ : constante thermique, égale au dépassement de la température pour laquelle la durée de vie de l'isolation diminue de moitié.

La réduction relative de la durée de l'isolation pour une tension non sinusoïdale $\Delta t/t_s$ est obtenue en divisant (19) par (20) :

$$\Delta t/t_s = 1 - 2^{(T_s - T_{ns})/\theta} \quad (21)$$

De (21) on peut déduire que pour une isolation de classe B, par exemple utilisée dans les turboalternateurs, un échauffement supplémentaire de 2°C conduit à la réduction de la durée de fonctionnement de l'isolation de 16%, si le turboalternateur travaille dans un régime de base avec une charge constante. Pour les turboalternateurs soviétiques de type TBC-30 un tel échauffement aura lieu à la charge nominale et les valeurs relatives des harmoniques de tension aux barres : $U_5^{\%} = 0,04$; $U_7^{\%} = 0,03$; $U_{11}^{\%} = U_{13}^{\%} = 0,02$.

L'échauffement supplémentaire d'un transformateur de force est :

$$T_s - T_{ns} = 0,6 \sum_{n=2}^{\infty} k_{ln}^2 \cdot k_{rn}^2 \quad (22)$$

où : k_{ln} est la valeur relative du courant harmonique d'ordre n qui passe dans le transformateur par rapport au courant fondamental ;

k_{rn} est un coefficient qui tient compte de l'augmentation de la résistance de l'enroulement dû à l'effet de peau et à l'effet de proximité.

Les calculs montrent que la durée de vie d'un transformateur de 40,5MVA alimentant continuellement une cage de laminier à chaud muni de redresseurs à semi-conducteurs est diminuée, à cause de l'échauffement par les courants harmoniques, de 6,5%.

L'échauffement de l'isolation des condensateurs à papier-huile dans le point le plus chaud en fonction de la puissance des pertes sous une tension

sinusoïdale, P_s , peut être exprimé par :

$$T_{cs} = \Lambda_c \cdot P_s \quad (23a)$$

où Λ_c est une constante dépendant de l'encombrement du condensateur.

Pour une tension non sinusoïdale, conformément à la relation 21 on peut écrire :

$$\Delta t/t_s = 1 - 2 \Lambda_c \cdot P_s (1-k)/\theta \quad (23b)$$

où :

$$k = \frac{\sum_{n=1}^m n U_n^2}{\sum_{n=1}^m U_n^2}$$

La formule 23b est obtenue en supposant que le coefficient des pertes diélectriques est le même pour toutes les fréquences : $Cw \cdot \text{tg } \delta = \text{Constante}$

Pour les condensateurs russes dits d'encombrement 2, on a $\Lambda_c = 0,25$;

si : $U_5^{\#} = 0,04$; $U_7^{\#} = 0,03$; $U_{11}^{\#} = U_{13}^{\#} = 0,02$;

on trouve : $\Delta t/t_s = 0,47$

c'est à dire que la durée de vie de l'isolation dans un régime permanent de travail des condensateurs diminue de 53%.

Quand l'amplitude de la tension augmente (ainsi que l'intensité du champ électrique E_M) du fait de la présence des harmoniques la durée de vie de l'isolation des condensateurs est :

$$\Delta t = \frac{T_0}{1/a^2(a^4 - 1)\text{arc cos } a - 1/b^2(b^4 - 1)\text{arc cos } b} \quad (24)$$

avec : $a = E_{Ms}/E_{Hi}$; $b = E_{Mns}/E_{Hi}$; $T_0 = (150 \text{ à } 200) \text{ }^\circ\text{C}$

où : E_{Hi} est l'intensité du champ correspondant à la tension initiale d'ionisation.

II.6. Influence sur le facteur de puissance

On peut comme en régime sinusoïdal définir une puissance apparente égale au produit des valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$S = U \cdot I$$

De la même manière on peut définir le facteur de puissance comme le quotient de la puissance active par la puissance apparente :

$$K = P/S$$

On sait par ailleurs que :

$$U = U_1 (1 + \sum (U_n/U_1)^2)^{0,5}$$

et

$$I = I_1 (1 + \sum (I_n/I_1)^2)^{0,5}$$

comme :

$$P = U_1 I_1 \cos \phi_1 + \sum U_n I_n \cos \phi_n$$

on déduit, pour le facteur de puissance :

$$K = \frac{U_1 I_1 \cos \phi_1 + \sum U_n I_n \cos \phi_n}{U_1 I_1 (1 + \sum (U_n/U_1)^2)^{0,5} (1 + \sum (I_n/I_1)^2)^{0,5}}$$

Il s'ensuit que le facteur de puissance K est sans relation avec le déphasage du terme fondamental du courant et de ses harmoniques par rapport aux tensions correspondantes.

Aussi on ne peut plus mettre en évidence une puissance réactive et en donner une interprétation physique.

On peut néanmoins considérer la puissance réactive totale comme la somme des puissances réactives dues au fondamental et à chacun de ses harmoniques, ce qui donne la formule suivante :

$$Q = U_1 I_1 \sin \phi_1 + \sum U_n I_n \sin \phi_n$$

Cependant avec ces définitions de P et Q on aura :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 ; \text{ au lieu de } S^2 = P^2 + Q^2$$

Le terme D est appelé : Puissance Déformante, il est défini par l'équation :

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2$$

d'où :

$$D^2 = \sum (U_m^2 I_n^2 + U_n^2 I_m^2 - 2U_m I_n U_n I_m \cos(\phi_n - \phi_m))$$

Finalement on obtient pour le facteur de puissance l'expression :

$$K = P/S = P/(P^2 + Q^2 + D^2)^{0,5}$$

On conclut alors^{que} la pollution harmonique diminue le facteur de puissance du fait de l'existence d'une puissance "déformante" dans l'expression de la puissance apparente.

II.7. Influence sur l'électronique de puissance

Les harmoniques créés en grande partie par l'électronique de puissance ont une influence néfaste sur les appareils équipés de dispositifs à semi-conducteurs. La gêne liée à la pollution harmonique est le trouble fonctionnel, si la distortion de tension dépasse un certain niveau :

- électronique de puissance : si D dépasse 5%
- ponts redresseurs : si la somme des tensions harmoniques individuelles dépasse 5%.

En effet, la présence d'un taux d'harmonique élevé sur la tension d'alimentation peut perturber la régularité des angles d'amorçage des thyristors et ainsi favoriser l'apparition des composantes continues et d'harmoniques irréguliers dans le courant alternatif (les harmoniques irréguliers sont ceux qui ne sont pas normalement développés par le groupe redresseur).

/// H A P I T R E IV

MOYENS DE REDUCTION DU NIVEAU DES HARMONIQUES

- I. Considérations Economiques
- II. Action sur la source
- III. Protection des batteries de condensateurs
- IV . Filtres d'harmoniques
- V . Compensation du flux magnétique dans le noyau du transformateur.

MOYENS DE REDUCTION DU NIVEAU DES HARMONIQUES

Les harmoniques, comme on vient de le voir, se propagent en s'amplifiant dans le réseau. Aussi ils créent de sérieux problèmes à l'utilisateur comme au fournisseur de l'énergie électrique. Pour une technologie rationnelle on doit, sinon éliminer ces harmoniques, du moins réduire leur niveau ; cette mesure se justifie aussi économiquement. La solution la plus simple est de "prendre le mal à la source", ce qui est pratiquement chose faite de nos jours. On recourt alors à d'autres solutions telles que la protection des batteries de condensateurs, les filtres d'harmoniques, et autres moyens.

I. CONSIDERATIONS ECONOMIQUES

L'évaluation économique de la réduction du niveau des harmoniques se base sur la formule des dépenses spécifiques :

$$d = p.K_{dc} + D_a + D \tag{25}$$

où : K_{dc} : dépenses capitales

D_a ; D : dépenses annuelles de production et détriment pour la production, déterminés par l'action des harmoniques de tension et de courant sur le réseau ou l'installation électrique.

p : coefficient normatif des dépenses capitales .

Dans les variantes comparées à l'aide de l'expression (25) entrent seulement les composantes déterminées par les harmoniques aux moyens destinés à leur réduction dans le réseau électrique ou dans certaines installations.

On compare les dépenses $d_1 \dots d_n$ des différentes variantes de réduction du niveau d'harmonique à l'aide de moyens spécifiques. Le critère d'efficacité de cette méthode est la condition :

$$\Delta d_n = d_1 - d_n = \max \tag{26}$$

Sur la base de la valeur du détriment envisagé plus haut, qui est le résultat de l'influence des harmoniques sur l'installation électrique on peut écrire :

$$\Delta d_n = p(\Delta K_{kl} + \Delta K_{TMI} + \Delta K_{a,sl}) + u_k \Delta K_{kl} + u_p \Delta K_{pl} + (\Delta U_{al} + \Delta U_{Tpl}) K_{dc} + u_{TM} \Delta K_{TMI} + u_{a,s} \Delta K_{a,sl} - (u_{an} + U_{Tpn}) \Delta K_{dcn} + D_{nl} - D_{al} - D_{an} + E(D_{\Sigma})$$

où : ΔK_{dc} = dépenses capitales principales

$\Delta K_{a,sl}$ = dépenses auxiliaires pour le travail effectif de la construction automatique, transmission (filtres, sources autonomes).

ΔK_{TMI} = dépenses auxiliaires liées à la construction des dispositifs télémechaniques.

ΔK_{kl} = prix de la puissance auxiliaire des batteries de condensateurs

$\sum K_{pl}$ = prix des réactances de protection.

$E(D_{\sum})$ = espérance mathématique du détriment dû à l'augmentation des avaries dans les réseaux en câbles, des systèmes de protection à relais, des systèmes automatiques, de télémechanique et de transmission.

D_{nl} = prix des pertes d'énergie électrique quand les dispositifs de réduction du niveau des harmoniques sont inexistantes.

D_{an} = prix des pertes d'énergie électrique dans le réseau muni de dispositifs de réduction du niveau des harmoniques y compris les pertes dans ces dispositifs.

ΔU_{al} , ΔU_{Tpn} = augmentation de l'assignation normative unitaire sur l'amortissement et l'entretien dû au niveau élevé des harmoniques.

u_{an} , u_{Tpn} = assignation normative unitaire sur l'amortissement et l'entretien des moyens de réduction du niveau des harmoniques.

u_{TM} , $u_{a,s}$ = assignation normative globale sur la rénovation, l'entretien et la réparation fréquents des dispositifs automatique, de télémechanique et de transmission.

u_k , u_p = assignation normative unitaire au prix des condensateurs et des réactances.

Dans les cas concrets, certains termes de la formule précédente sont négligés.

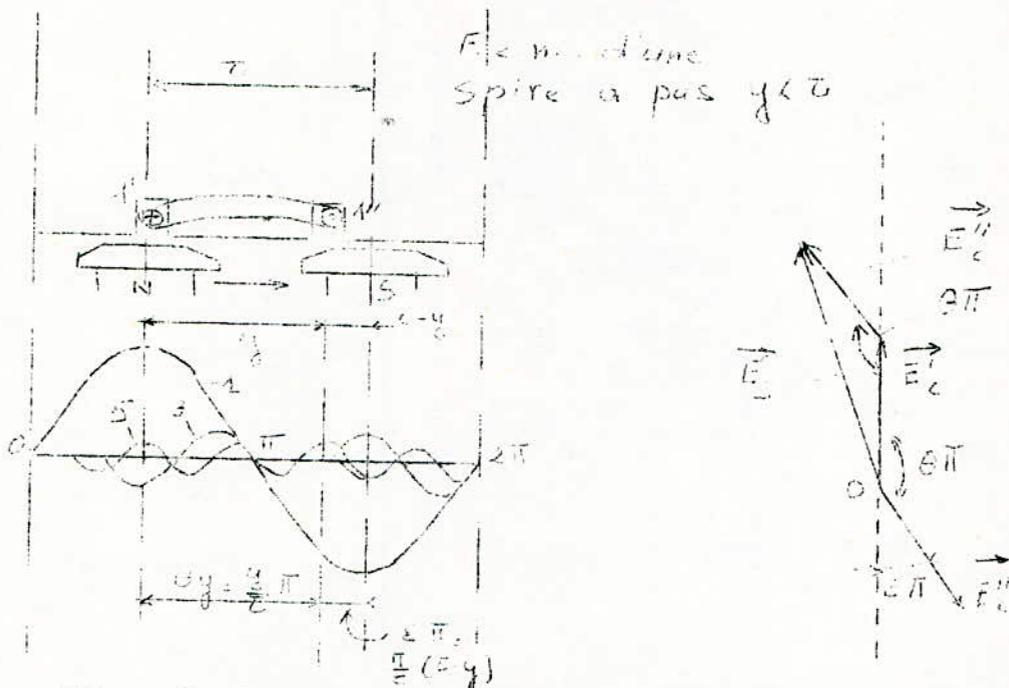
Les calculs montrent que si on utilise les filtres dans les réseaux de 10 kV alimentant les laminoirs à 6 et 7 cages l'économie sur les dépenses est de 300 à 350000 DA. L'installation des filtres dans une station de convertisseurs dans les systèmes énergétiques de grande puissance donne une économie de 1 à 1,5 millions de DA. D'où la nécessité économique de réduction du niveau des harmoniques qui s'impose.

II. ACTION SUR LA SOURCE HARMONIQUE

II.1. Les machines électriques

II.1.1. Harmoniques dûs à la répartition non sinusoïdale du champ dans l'entrefer

Pour réduire le niveau des harmoniques dûs à la répartition non sinusoïdale du champ magnétique dans l'entrefer on donne, dans le cas de pôles saillants, aux épanouissements polaires un rayon de courbure plus faible que l'armature de l'induit. Ceci a pour but de faire décroître progressivement l'induction depuis l'axe d'un pôle jusqu'à l'un des bords de son épanouissement. Pour les machines à pôles lisses on agit sur l'écartement entre les encoches et le nombre de conducteurs par encoche. On emploie également pour la même fin un enroulement à pas raccourci.



Considérons la f.e.m d'une spire à pas raccourci, désignons par θ la valeur du pas relatif d'enroulement : $\theta = y/\tau$.

A un tel pas d'enroulement correspond un angle $\theta \cdot \pi$ et les harmoniques d'ordre n de la f.e.m. dans les conducteurs 1' et 1" sont décalés d'un angle $n \cdot \theta \cdot \pi$. Le diagramme vectoriel pour l'harmonique fondamental de la f.e.m. de la spire est construit sur la figure ci-dessus. Selon ce diagramme :

$$E_{s1} = 2E_{c1} \cdot \sin(\theta\pi/2) = 2E_{c1} \cdot k_{r1}$$

où : k_{r1} est le facteur de raccourcissement pour le premier harmonique

Dans le cas général on a :

$$E_{sn} = 2 \cdot E_{cn} \cdot k_{rn} ; \text{ avec } k_{rn} = \sin(n \cdot \theta \cdot \pi / 2)$$

k_{rn} est le facteur de raccourcissement de l'harmonique d'ordre n.

Réalisons maintenant un enroulement de p bobines à pas raccourci disposées de façon identiques par rapport aux pôles. Si chaque bobine comprend w_b spires connectées en série et si toutes les bobines sont aussi connectées en série, on a un enroulement raccourci préétabli de pas comprenant $w = p \cdot w_b$ spires. La valeur efficace de la f.e.m. de cet enroulement est :

$$E = \frac{2 \cdot \pi \cdot \phi \cdot f \cdot w \cdot k_{d1}}{(2)^{0,5}} \frac{(1 + (k_{B3} k'_{r3})^2 + \dots + (k_{Bn} k'_{rn})^2 + \dots)^{0,5}}{1 \mp k_{B3}/3 \mp \dots \mp k_{Bn}/n \mp \dots}$$

où $k'_{rn} = k_{rn} / k_{r1}$ = valeur relative des facteurs de raccourcissement du pas pour les harmoniques supérieurs.

La courbe de la f.e.m. a une meilleure forme vu que les harmoniques supérieurs diminuent de k_{rn} fois par rapport aux harmoniques supérieurs du champ. Aussi k_{rn} peut être nul dans certaines conditions : soit par exemple le pas d'enroulement $\gamma = (4/5) \cdot \tau$, c'est à dire que le pas relatif $\theta = 4/5$; on a alors pour l'harmonique d'ordre 5 :

$$k_{r5} = \sin(5 \cdot 4 \cdot \pi / 5 \cdot 2) = \sin(2 \cdot \pi) = 0$$

De cette façon l'harmonique de rang 5 de la f.e.m. disparaît. De cette manière lorsqu'on raccourcit le pas de l'enroulement de $(1/n) \cdot \tau$, l'harmonique d'ordre n disparaît dans la courbe de la f.e.m. de l'enroulement.

II.1.2. Harmoniques de denture

On supprime les harmoniques de denture soit en inclinant les encoches par rapport au cylindre que constitue la face intérieure de l'induit ou en inclinant les arêtes des pièces polaires par rapport à ces mêmes génératrices. Par une inclinaison convenable on rend constante la réluctance de l'entrefer, quelle que soit la position de l'inducteur.

II.2. Le transformateur

Les harmoniques produits par le transformateur sont liés à la saturation du circuit magnétique de cet appareil. Pour réduire leur niveau on intervient alors au niveau de la construction du noyau. En général on l'exécute à cette fin en tôles formées de grains orientés.

Une fois cette correction réalisée on élimine les harmoniques homopolaires à l'aide d'un choix judicieux du couplage des enroulements. Indépendamment du mode de couplage les harmoniques homopolaires des f.e.m. des enroulements triphasés d'un transformateur sont en phase. Par conséquent ils sont dirigés dans chaque enroulement de phase soit depuis son commencement vers sa fin soit en sens inverse. D'où les résultats suivants :

- Connexion en étoile de l'enroulement triphasé d'un transformateur :

Les harmoniques homopolaires disparaissent dans la tension composée ; ceci s'explique par le fait que dans chacun des deux circuits qui forment l'étoile ces harmoniques sont opposés.

- Connexion en triangle :

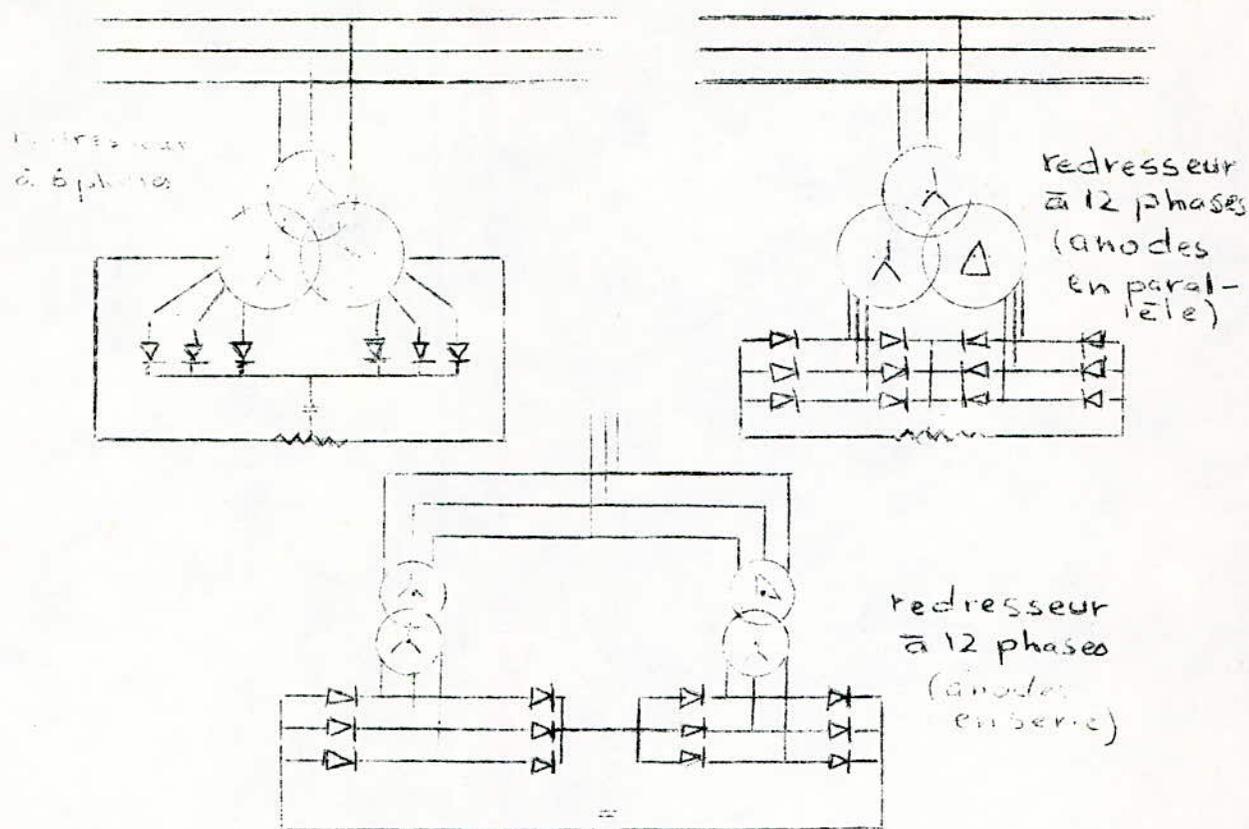
Par rapport aux harmoniques homopolaires le triangle représente un circuit fermé dans lequel tous ces harmoniques agissent dans un sens, soit depuis le commencement de chaque enroulement de phase vers sa fin, soit en sens inverse. En agissant suivant le circuit fermé du triangle, la f.e.m. E_3 crée un courant I_3 . Cette f.e.m. E_3 n'apparaît pas dans les tensions composées, car dans le triangle fermé elle est entièrement utilisée pour vaincre la chute de tension due au courant I_3 .

On conclut alors que pour éliminer les harmoniques multiples de 3 il faut qu'au moins un enroulement soit couplé en triangle.

II.3. Le redresseur

On sait qu'un redresseur produit du côté du courant alternatif des fréquences de rang : $kp \pm 1$. La périodicité d'un redresseur étant toujours multiple de 3, ces appareils ne sont donc pas générateurs de courants harmoniques homopolaires. Pour réduire les harmoniques de rang faible on doit donc augmenter le nombre de voies de passage du courant. Cette correction

est obtenue en montant en pont les redresseurs.



III. PROTECTION DES BATTERIES DE CONDENSATEURS

Les condensateurs sont très sensibles aux surcharges prolongées. Comme on l'a vu précédemment ces dernières produisent un échauffement du diélectrique, suite à l'augmentation du courant qui traverse le condensateur. Ce courant est fonction de U , C et w ; U et C gardant pratiquement des valeurs constantes, il en résulte que les surcharges des condensateurs proviennent uniquement de l'augmentation de la fréquence.

Les condensateurs en parallèle sur le réseau présentent une faible impédance pour les courants harmoniques. Ces courants peuvent alors atteindre des valeurs importantes même pour des tensions faibles aux bornes du condensateur. Avant l'installation de ces appareils on doit vérifier la composition harmonique du réseau dans le poste en question en mesurant l'impédance harmonique de court-circuit du réseau.

Une batterie de condensateurs triphasée de puissance réactive Q et de tension nominale U a une impédance harmonique X_c donnée par la formule :

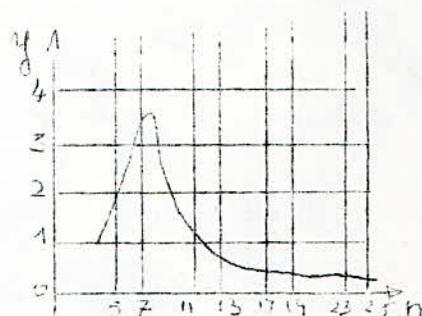
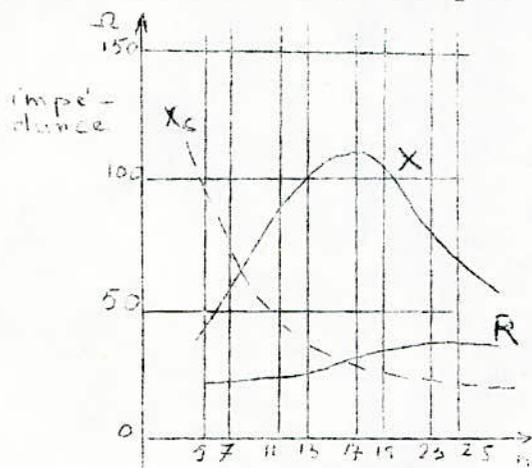
$$X_c = U^2 / n \cdot Q$$

Désignons par $Z_{ccn} = R + jX$ l'impédance de court-circuit du réseau pour l'harmonique d'ordre n , et par V et V' les tensions harmoniques de rang n avant et après le raccordement de la batterie. On a :

$$y = V'/V = X_c / (R^2 + (X - X_c)^2)^{0,5}$$

Connaissant les variations de R et de X en fonction de la fréquence, on en déduit les variations du coefficient "y" caractérisant la surtension harmonique. Les courbes des figures ci-dessous sont données à titre d'exemple.

Ce coefficient "y" est le coefficient par lequel il faut multiplier les tensions harmoniques du réseau, avant le branchement de la batterie, pour obtenir ces mêmes tensions après la mise en service de celle-ci.



La norme française, UTE 127, relative aux règles d'établissement des condensateurs statiques à fréquence industrielle, spécifie qu'un condensateur, de tension nominale U et de courant nominal I , doit pouvoir supporter en service continu toute tension alternative, même non sinusoïdale, de valeur efficace $1,10 U$, à condition que la valeur efficace du courant traversant le condensateur ne soit pas supérieur à $1,30 I$.

Pour cette raison la protection anti-harmonique des condensateurs doit toujours être présente car le niveau de tension harmonique dans le réseau est variable. Il est fonction de la courbe journalière de charge, de l'architecture du réseau, du nombre de batteries de condensateurs, de la nature de la charge, etc ...

On protège les batteries de condensateurs par une commande de déclenchement si le courant effectif dépasse la valeur prescrite. On utilise pour cela des relais thermiques au lieu de relais à maximum de courant. En effet ces derniers sont plus sensibles aux courants harmoniques qu'au courant fondamental. La protection contre la surcharge commande alors un déclenchement temporisé à l'aide d'un relais thermique sensible uniquement à la valeur efficace du courant. La temporisation dans la plupart des pays est de 0,5 à 1 seconde. Citons enfin le coût de cette protection, par exemple, pour une batterie de 1000 kVar : interrupteur : (3 à 6)% du coût du condensateur ,
déclencheur : 0,2% du coût du condensateur.

L'expérience a montré qu'une telle protection n'est pas parfaite ; on constate en effet des déclenchements erronés de temps en temps, dus probablement aux résonances harmoniques fugitives.

Une protection complète est réalisée à l'aide d'un relais-image thermique ayant une constante de temps du même ordre que celle du condensateur, mais cette solution est extrêmement coûteuse et se justifie uniquement dans des cas exceptionnels.

Dans le cas où la batterie est en résonance avec le réseau, et par conséquent constamment surchargée, les solutions proposées ci-dessus ne sont pas applicables. On fait alors appel, dans de telles situations, particulièrement à la solution qui consiste à déplacer la fréquence de résonance . Ceci se réalise, de la manière la plus simple, en modifiant la puissance de la batterie. Si cela n'est pas possible, on prévoit des inductances, dites "inductances anti-harmoniques", en série avec le condensateur.

Ces inductances sont dimensionnées de telle sorte que l'ensemble : capacité-inductance soit approximativement accordé sur l'harmonique le plus dangereux. Il a été démontré qu'il suffit de faire l'accord pour la fréquence de 250 Hz.

Du fait que les inductances sont soumises à des tensions harmoniques élevées, elles sont le siège d'importantes pertes en fer et doivent donc être largement dimensionnées.

Les normes françaises prévoient que l'inductance anti-harmonique doit

supporter un courant résultant :

$$I_{rés} = I_{Nom(50)} + 0,5 \cdot I_{Nom(250)}$$

où : $I_{Nom(50)}$ est le courant nominal à 50 Hz.

D'autres pays dimensionnent cette inductance de façon qu'elle supporte :

$$I_{rés} = 1,3 I_{Nom} \text{ à } 50 \text{ Hz.}$$

Cette dernière recommandation est plus simple à vérifier.

La connexion de la bobine anti-harmonique exige que le condensateur fournisse, à la fréquence fondamentale, une puissance supérieure à la puissance utile. En effet le condensateur doit fournir le courant de magnétisation de la bobine.

Par exemple, si la réactance de court-circuit de la bobine est de 8 % l'inductance consommera 8% de la puissance du condensateur.

Pour cette raison certains considèrent cette solution non économique, pourtant elle est inévitable pour les grandes batteries de condensateurs.

IV. FILTRES D'HARMONIQUES

Les filtres d'harmoniques peuvent être des filtres en série avec le réseau, ils séparent ainsi les charges linéaires des charges non-linéaires; ou des filtres en parallèle avec le réseau, ils dérivent alors les courants harmoniques vers la terre. Généralement les filtres sont placés près de la source afin d'éviter la pénétration de ces courants dans le réseau.

IV.1. Filtres "série"

On utilise des filtres passe-bas dont le plus simple est le filtre en Γ ; son circuit est formé par l'inductance du transformateur du redresseur (ou four à arc) et par la capacité de la batterie de condensateurs connectée aux barres de la sous-station pour éviter les surtensions dues à la résonance à une fréquence harmonique. Le rapport des réactances du réseau et des batteries de condensateurs est :

$$X_{cn}/X_n = S_{cc}/Q \cdot n^2$$

D'habitude le rapport des puissances de court-circuit du transformateur d'alimentation et de la puissance du transformateur se trouve dans les limites :

$$S_{cc}/S_T = 5 \text{ à } 10$$

Désignons par k le rapport des courants harmoniques d'ordre n après et avant le filtre :

$$k = I_{2n}/I_{1n}$$

À l'aide de ces trois dernières relations le rapport, entre la puissance du transformateur d'alimentation et la puissance réactive de la batterie pour laquelle on a la valeur imposée ou désirée du coefficient k , s'écrit :

$$Q/S_T \gg (5 \text{ à } 10)(1-k)/k.n^2$$

Cette relation permet de conclure que pour la réduction effective du niveau d'harmonique à l'aide d'un filtre de ce type il faut que la puissance de la batterie de condensateurs soit du même ordre de grandeur que la puissance du transformateur d'alimentation, ce qui n'est évidemment pas rationnelle.

Théoriquement les cellules en Π permettent de réduire le niveau d'harmonique, mais économiquement on préfère les filtres shunts.

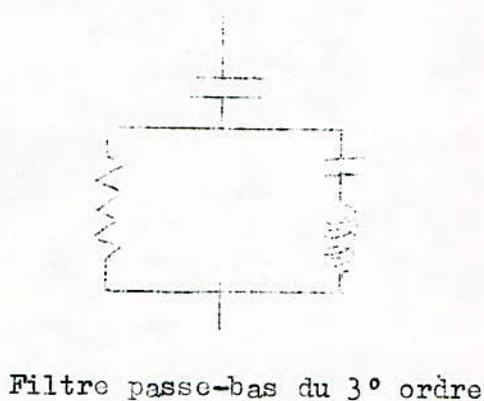
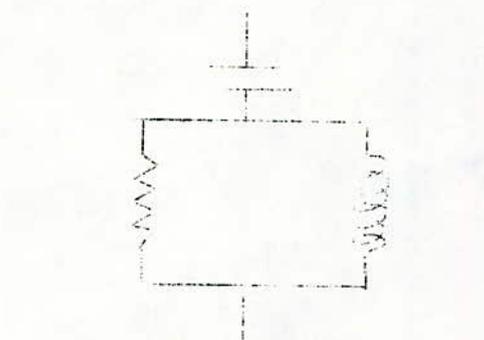
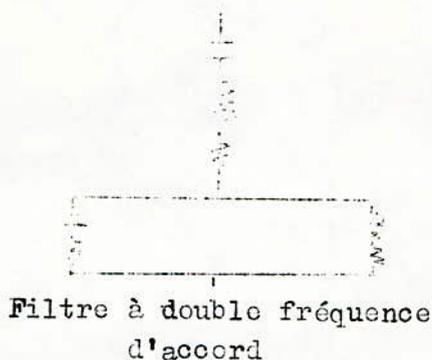
IV.2. Filtres "shunts"

Pour des raisons technologiques on doit éliminer les harmoniques de rang faible qui sont les plus dangereux. On utilise à cette fin des bras résonants, en parallèle avec le réseau, accordés chacun sur une fréquence jusqu'à un certain ordre. Au-delà de ce rang on installe un filtre passe-bas.

Les cellules les plus utilisées sont :

- filtre à une seule fréquence d'accord
- filtre à double fréquence d'accord
- filtre passe-bas du second ordre
- filtre passe-bas du troisième ordre

On a représenté sur les figures suivantes le schéma de chacune des cellules qu'on vient de citer.



IV.2.1. Etude de la résonance série

La condition de résonance d'un circuit RLC série est que sa réactance soit nulle, à quoi correspond la pulsation :

$$\omega_r = 1/(LC)^{0,5}$$

L'impédance du circuit est à ce moment minimale et égale à R.

Si $0 < \omega < \omega_r$ le circuit est capacitif

Si $\omega_r < \omega < \infty$ le circuit est inductif

Soit X la réactance du circuit : $X = \omega L - 1/\omega C$. Si on introduit la fréquence de résonance dans le rapport X/R, on aura :

$$X/R = (\omega L - 1/\omega C)/R = (\omega_r L/R)(\omega/\omega_r - \omega_r/\omega) = Q \cdot x$$

où : $Q = \omega_r L/R$ est désigné comme coefficient de surtension ou facteur de surtension; il exprime la qualité du circuit.

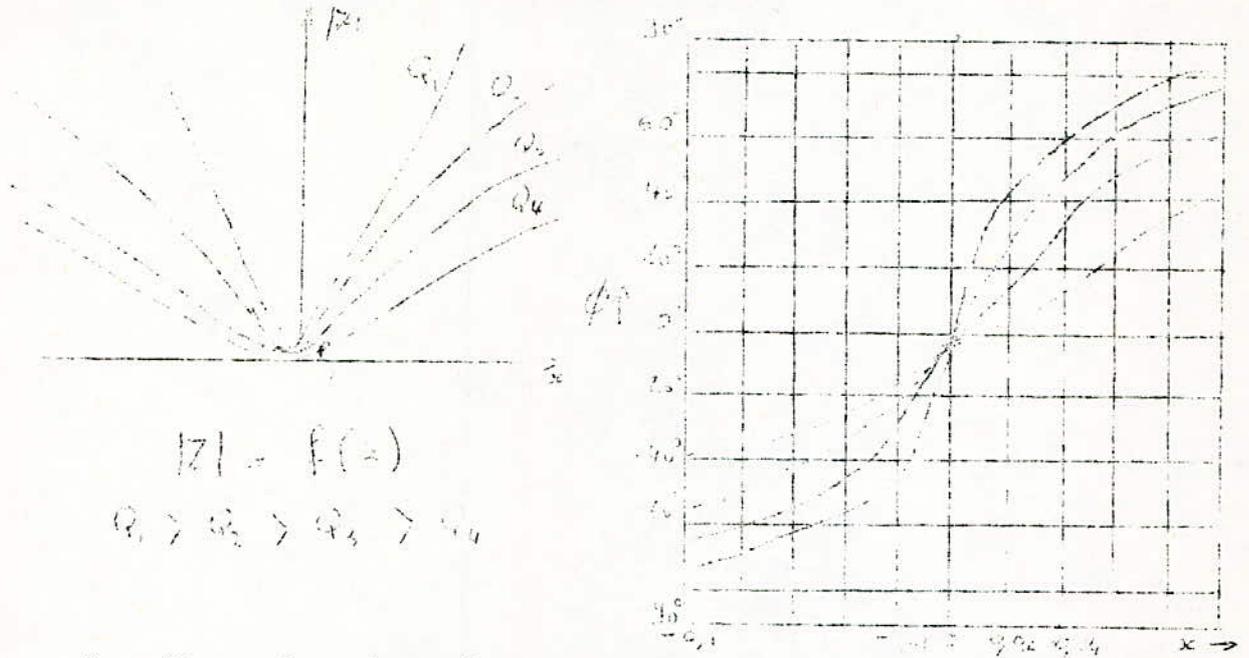
$x = \omega/\omega_r - \omega_r/\omega$ est le coefficient de désaccord du circuit.

Finalement on peut écrire : $\bar{Z} = R(1 + j \cdot Q \cdot x)$

d'où : $Z = R(1 + (Qx)^2)^{0,5}$

et $\phi = \text{arc tg}(Qx)$

Les figures ci-dessous montrent l'allure de la valeur absolue de l'impédance résultante et de sa phase en fonction du coefficient de désaccord.



On voit que la valeur absolue et la phase de l'impédance résultante varient d'autant plus vite au voisinage de la fréquence de résonance que le facteur de qualité du circuit résonant est plus grand.

Quand le courant passant par le dipôle a une amplitude constante, la tension aux bornes du dipôle sera :

$$\bar{U} = \bar{Z} \cdot \bar{I} = \bar{I} \cdot R \cdot (1 + (Qx)^2)^{0,5} e^{j(\omega t + \phi)}$$

où l'amplitude de la tension est : $U = I \cdot R \cdot (1 + (Qx)^2)^{0,5}$

La tension est déphasée par rapport au courant de $\phi = \text{arc tg}(Qx)$. Il suit de cela :

- l'équation de la caractéristique d'amplitude du courant en fonction de la valeur du coefficient de désaccord ou de la fréquence respectivement :

$$A(\omega) = U/I = R(1 + (Qx)^2)^{0,5} = Z(\omega)$$

- l'équation de la caractéristique de phase est :

$$a(\omega) = \text{arc tg}(Qx) = \phi(\omega)$$

- l'équation de la caractéristique complexe de tension est :

$$\bar{A}(\omega) = R(1 + jQx) = \bar{Z}(\omega)$$

Il est évident que l'amplitude de la tension atteint sa valeur minimale si $x=0$, c'est à dire pour $w=w_r$. Dans ce cas :

$$U_r = U(w_r) = R.I$$

$$a_r = a(w_r) = 0$$

L'amplitude pour un désaccord quelconque est :

$$U(w) = U_r (1 + (qx)^2)^{0,5}$$

IV.2.2. Filtres à double fréquence d'accord

Il est possible de combiner deux bras résonants à une seule fréquence d'accord (accordés sur des fréquences différentes), pour former un bras du type représenté précédemment. On peut calculer ce circuit de façon qu'il présente la même impédance sur les bornes que les deux bras prototypes. Ses principaux avantages sont qu'il est nécessaire de dimensionner une seule self et non 2 pour la pleine tension d'essai de ligne au choc, et que le plus grand condensateur est réalisé en un seul élément au lieu de 2, le condensateur et la self dans la partie inférieure du schéma étant de faible valeur. Le filtre à double fréquence d'accord est légèrement plus difficile à régler, puisque les réglages pour ces 2 fréquences de résonance sont interdépendants.

IV.2.3. Filtre passe-bas

Le filtre passe-bas est une cellule qui affaiblit les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Ses propriétés peuvent être décrites par la définition de deux paramètres :

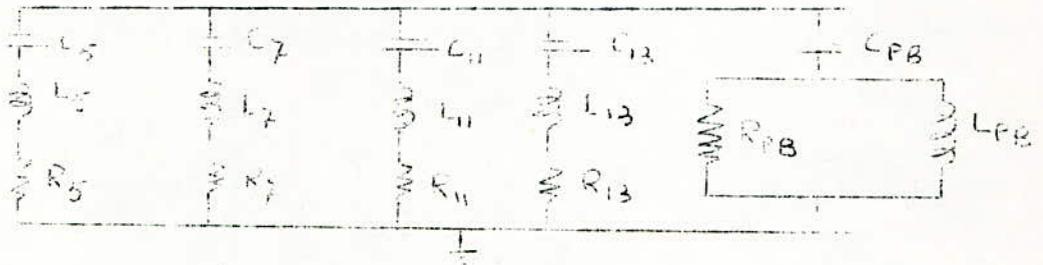
$$m = L/R^2.C \quad \text{et} \quad f_0 = 1/2.\pi.R.C$$

où : f_0 est la fréquence de coupure, ce filtre présente une faible impédance de l'ordre de R pour toutes les fréquences supérieures à f_0
 m : ce paramètre influence la forme de la courbe de l'impédance en fonction de la fréquence, en général m varie entre 0,5 et 2,0.

IV.2.4. Exemple de calcul

On se propose de réduire les harmoniques générés par un redresseur hexa-phasé de grande puissance. Le convertisseur est alimenté par un réseau dont la tension est 220 kV. D'après ce qu'on a vu les harmoniques les plus gênants seront ceux de rang : 5, 7, 11 et 13. On installera alors un bras résonnant à chacune de ces fréquences et un filtre passe-bas pour les fréquences supérieures à 650 Hz .

Entre chaque phase et le neutre on placera une cellule du type suivant, de sorte que le filtre soit une étoile avec neutre à la terre.



a) Choix du facteur de qualité du filtre (Q) :

Le circuit équivalent par phase est le suivant :



La condition de résonance du filtre est : $LC\omega_n^2 = 1$ ($\omega_n = n\omega$)

Pour justifier économiquement la connexion du filtre sur le réseau on utilise ces circuits pour fournir de l'énergie réactive. Donc la capacité C est fixée par des considérations économiques, on déduit ensuite la valeur L. Il reste alors à déterminer la valeur de la résistance R.

Le facteur de surtension Q du circuit est défini par le rapport : $\omega_n L/R$, le filtre est d'autant meilleur que la valeur de Q est élevée.

Malheureusement le facteur de désaccord x n'est pas nul, il est dû aux :

- écarts dans la fréquence du réseau
- variations de capacités avec la température
- variations de self avec la température et le courant

- réglage initial inexact de l'accord, à cause de la grandeur définie des paliers de réglage.

La tolérance normale pour la fréquence du réseau peut être de $\pm 0,2\%$ à 1% . Or un filtre désaccordé présente une impédance plus élevée que R, donnée par

$$Z_f = R(1 + jQx)$$

Cette impédance, étant plus grande que R, permet déjà que les tensions harmoniques soient plus élevées qu'au cas de l'accord exact, mais il existe un autre danger : puisque l'impédance du filtre est maintenant réactive, elle peut entrer en résonance partielle avec certaines valeurs d'impédance du réseau alternatif, ce qui conduit à des tensions encore plus élevées :

$$\begin{aligned} 1/Z_a &= G_a + jB_a && \text{admittance du réseau} \\ 1/Z_f &= G_f + jB_f && \text{où } G_f = 1/R(1 + (Qx)^2)^{0,5} \\ &&& B_f = -Q/R(1 + (Qx)^2)^{0,5} \end{aligned}$$

Si I_n est le courant harmonique venant du convertisseur, on peut écrire :

$$U_n = I_n / ((G_a + G_f)^2 + (B_a + B_f)^2)^{0,5}$$

U_n aura une valeur maximale quand l'expression sous le radical est minimale, ce qui correspond à :

$$G_a = 0 \text{ et } B_a = B_f$$

d'où :

$$U_n = I_n / (G_f^2 + 4B_f^2)^{0,5} = I_n \omega L / Q \cdot (1 + (Qx)^2)$$

Cette expression a un minimum égal à $I_n \cdot R$ pour $Q = 1/x$. Cette valeur est donc un optimum de Q, dont on peut tirer la valeur de R, et qui conduira à un maximum absolu de $U_n = I_n \cdot R$ quelle que soit l'impédance du réseau.

L'hypothèse faite concernant $G_a = 0$ correspond à une impédance du réseau sans pertes (purement réactive). La présence des pertes permet que Q soit plus élevé et U_n plus faible.

Dans les calculs qui suivent on choisira $x=2\%$, soit $Q=50$.

b) Détermination des éléments du filtre

Vu le coût élevé des condensateurs on se propose de les utiliser pour la fourniture au réseau ^{de} 50 MVar à la fréquence fondamentale. On peut alors écrire :

$$C_t = C_5 + C_7 + C_{11} + C_{13} + C_{PB} \text{ est telle que :}$$

$$Q_C = U^2 / X_{Ct} = 50 \text{ MVar}$$

d'où : $U^2 \cdot \omega \cdot C_t = Q_C \longrightarrow C_t = Q_C / U^2 \cdot \omega$

Application numérique :

$$f = 50 \text{ Hz} ; U = 220 \text{ kV} ; Q_C = 50 \text{ MVar}$$

on trouve : $C_t = 3,3 \cdot 10^{-6} \text{ F}$

On choisira : $C_5 = C_7 = C_{11} = C_{13} = C_{PB} / 2$

Ce choix est arbitraire et le réglage exact ne peut être fait qu'après les essais .

Finalement on obtient les valeurs suivantes :

$$C_5 = C_7 = C_{11} = C_{13} = 0,55 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$C_{PB} = 1,09 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

De la condition de résonance on peut déduire les valeurs des inductances

$$L_n = 1 / \omega^2 C_n$$

on obtient :

$$L_5 = 727 \text{ mH} ; L_7 = 372 \text{ mH} ; L_{11} = 150 \text{ mH} ; L_{13} = 131 \text{ mH}.$$

Quant aux résistances leur valeurs sont déduites des valeurs de L_n et Q

$$R_n = \omega L_n / Q ; \text{ on trouve :}$$

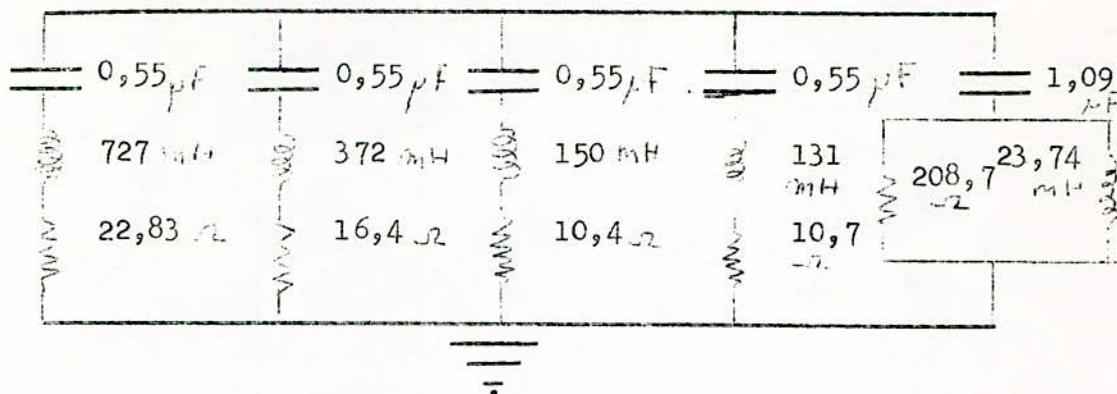
$$R_5 = 22,83 \text{ ohms} ; R_7 = 16,4 \text{ ohms} ; R_{11} = 10,4 \text{ ohms} ; R_{13} = 10,7 \text{ ohms}.$$

Pour les éléments du filtre passe-bas on choisit $f_0 = 700 \text{ Hz}$ et $m = 0,5$

On obtient alors : $R_{PB} = 1 / C_{PB} \omega_0 = 208,7 \text{ ohms}$

$$L_{PB} = m C_{PB} R_{PB}^2 = 23,74 \text{ mH}.$$

D'où le circuit par phase du filtre :



IV.2.5. Dimensionnement des éléments du filtre

Le courant dans un bras accordé d'un filtre comportera essentiellement le courant harmonique à la fréquence de résonance venant de la source harmonique, plus le courant à la fréquence fondamentale. Il existe aussi de faibles courants à d'autres fréquences.

Le courant dominant à la fréquence harmonique dans un bras peut être un peu plus fort que le courant venant de la source, en raison de la résonance partielle avec le réseau et le reste du filtre.

- Dimensionnement des condensateurs : les dimensions physiques et le coût d'un condensateur dépendront surtout soit de la contrainte diélectrique, c'est à dire de la tension de crête (que l'on peut admettre, de façon pessimiste, égale à la somme de la crête fondamentale et des crêtes des tensions harmoniques), soit des pertes diélectriques, qui sont proportionnelles à la somme des puissances réactives de la fondamentale et des harmoniques.

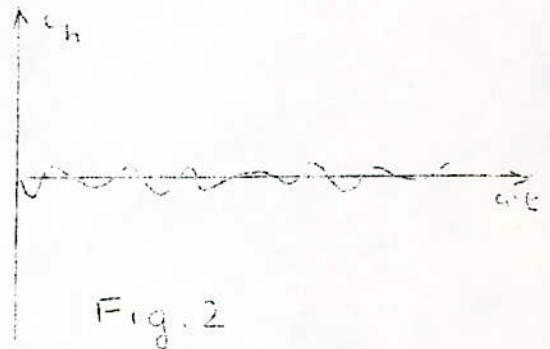
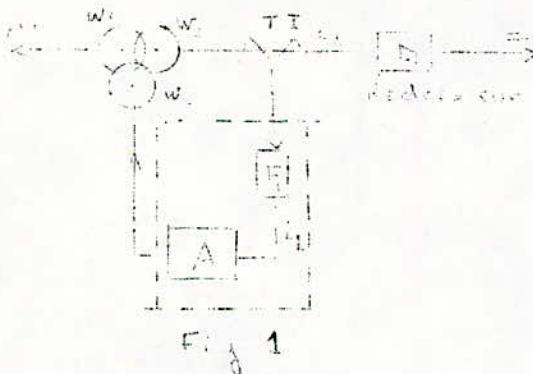
- Dimensionnement de self : les principaux facteurs à prendre en considération sont la tension d'essai au choc et les pertes ohmiques. La tension d'essai au choc la plus satisfaisante est celle qui est égale à la tension d'essai du réseau, dans ce cas la tension de service et les tensions de crête transitoires sont relativement sans importance. Le courant détermine les pertes ohmiques, quoique la résistance effective des pertes puisse varier avec la fréquence, si bien que la valeur efficace du courant total ne suffit pas encore pour les besoins de calcul.

- Dimensionnement des résistances : il est déterminé par les pertes ohmiques (qui dépendent de la valeur efficace du courant) et par la tension de crête, cette dernière ne dépasse jamais quelques kV (réseau THT et HT) dans les bras résonants; dans un bras résonant passe-bas, la résistance doit être dimensionnée pour supporter la pleine tension d'essai au choc de la ligne.
- Isolation à la terre : la disposition la plus économique est celle où les éléments du bras se suivent dans l'ordre R, L, C en partant de la terre. De cette façon il est facile d'isoler la résistance et une extrémité de la self les condensateurs nécessitent des isolateurs de support pour une tension relativement haute.

V. ELIMINATION DES HARMONIQUES PAR COMPENSATION DU FLUX MAGNETIQUE

La méthode que nous allons exposer, proposée par les japonais Sasaki et Mashida, est basée sur la compensation du flux magnétique dans le noyau du transformateur par l'injection d'un courant de compensation dans l'enroulement tertiaire du transformateur.

V.1. Principe de la méthode



A: amplificateur ; TI transformateur de courant ; w_1, w_2, w_3 nombre de spires des enroulements primaire, secondaire et tertiaire du transformateur.

La figure 1 schématise le principe de cette méthode. F_1 est un filtre pour éliminer la composante fondamentale du courant détecté au secondaire. Après le filtrage de cette composante fondamentale le signal est amplifié de manière à induire le même nombre d'ampères-tours que le courant secondaire (le facteur d'amplification est kw_2/w_3 , k étant le rapport de transformation).

Quand le courant, sortant de l'amplificateur, circule dans l'enroulement tertiaire dans un sens opposé à celui de l'enroulement secondaire, les composantes harmoniques du flux sont théoriquement éliminées par une compensation parfaite. Ainsi la cause de la circulation des courants harmoniques est éliminée. Le courant i_h obtenu à partir du courant détecté au secondaire et dépourvu de sa composante fondamentale est représenté sur la figure 2.

V.2. Description du système de compensation

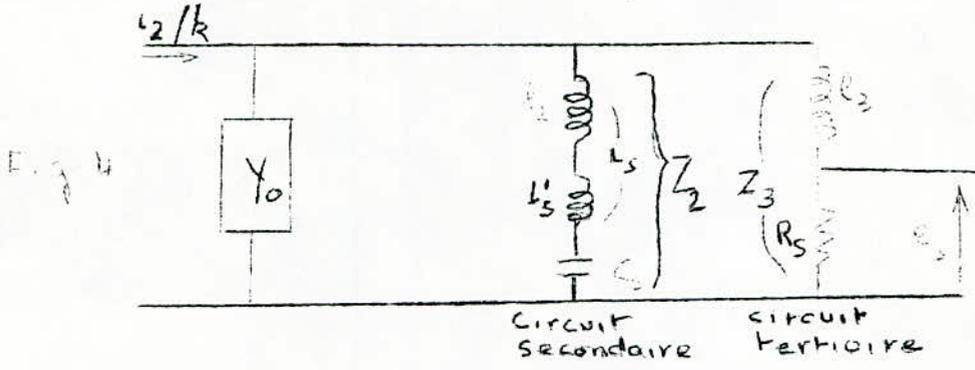
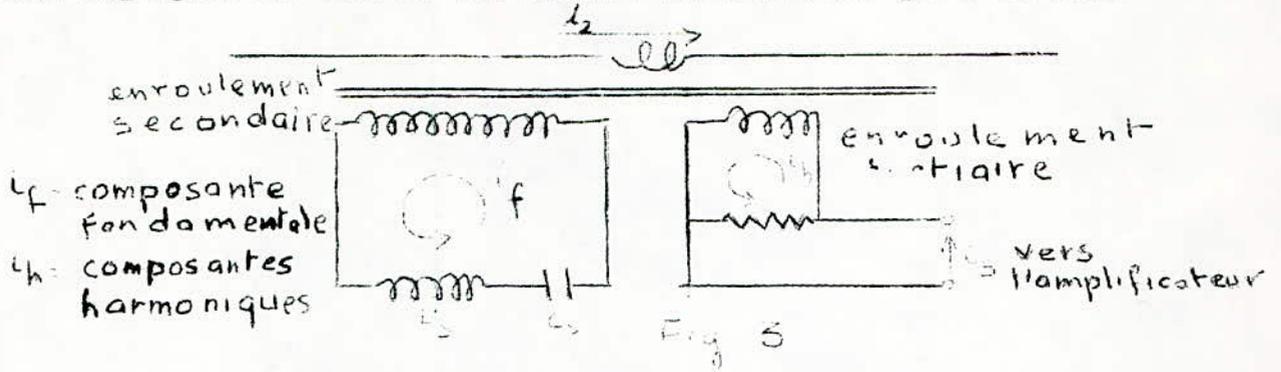
Le système se compose de 3 parties : circuit de détection, amplificateur et circuit de sortie de l'amplificateur. Chacune de ces 3 parties doit avoir les caractéristiques suivantes :

- circuit de détection : la composante fondamentale dans le courant détecté au secondaire doit être complètement éliminée, et les composantes harmoniques doivent être transmises à l'amplificateur sans angle de retard et un gain sensiblement constant.
- amplificateur : son impédance de sortie doit être suffisamment grande pour qu'il peut être assimilé à un générateur de courant. Le facteur d'amplification et le déphasage doivent être constants au moins dans une certaine gamme de fréquence.
- circuit de sortie : pour protéger l'amplification d'une surtension, la tension apparaissant aux bornes de l'enroulement de compensation doit être annulée, c'est dans cet enroulement que circulera le courant de sortie de l'amplificateur ou courant de compensation. Son impédance doit être petite pour les fréquences harmoniques.

a) Circuit de détection

La figure 3 montre un exemple de circuit de détection satisfaisant toutes les exigences. Ce circuit nécessite un transformateur à 3 enroulements et un circuit résonant série connecté à l'enroulement secondaire. La figure 4 représente le schéma électrique équivalent, où l_2 et l_3 sont, respectivement, les inductances de fuite des enroulements secondaires et tertiaires, k le rapport de transformation et Y_0 l'admittance magnétisante. Les résistances

sont négligées car on peut les prendre aussi petites que l'on veut.



C_s et L_s sont choisies de manière à avoir :

$$\omega_0 L_s = 1/\omega_0 C_s$$

où ω_0 est la pulsation fondamentale .

Ainsi l'impédance secondaire Z_2 devient nulle à la fréquence fondamentale, la composante fondamentale passera alors entièrement dans le secondaire; elle n'est donc pas comprise dans le signal tension recueilli aux bornes de la résistance R_s branchée au tertiaire. Cependant la fréquence instantanée d'un réseau électrique fluctue entre ω_0 et $\omega_0 + \Delta\omega$. L'impédance secondaire n'est alors pas toujours nulle et une partie de la composante fondamentale, proportionnelle au rapport $Z_2/(Z_2 + Z_3)$, passe dans l'enroulement tertiaire. En négligeant les infiniments petits d'ordre supérieur, on peut écrire :

$$Z_2 = 2(\Delta\omega/\omega_0)/X_s \quad \text{où} \quad X_s = \omega_0 L_s$$

En général, dans un réseau électrique, la fluctuation de la fréquence tolérée est de $\pm 0,1$ Hz , la valeur maximale de Z_2 , sous la fluctuation de la fréquence, devient :

$$Z_2 = 2(0,1/50)X_s = (1/250)X_s$$

Dans le but de minimiser la proportion de la composante fondamentale dérivée dans le tertiaire, ou dans le circuit signal, la relation suivante doit être vérifiée :

$$Z_2 \leq (1/250)X_s \ll Z_3 = (R_s^2 + x_3^2)^{0,5} \quad \text{où } x_3 = \omega l_3$$

D'autre part, certaines composantes harmoniques peuvent être détectées sans erreurs significatives de phase et d'amplitude sauf celles causées par le courant du transformateur. Ceci est dû au fait que les valeurs des impédances du circuit résonant série sont élevées pour certaines fréquences. Ainsi, si l'ordre minimal des harmoniques est trois, Z_2 , à une fréquence $n\omega_0$ (n étant supérieur à 3), devient :

$$Z_2 = jnX_s (1 - 1/n^2) \approx jnX_s$$

La valeur absolue du rapport de dérivation de la composante harmonique dans le secondaire est

$$r_n = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{Z_3}{Z_2} = \frac{(R_s^2 + n^2 X_s^2)^{0,5}}{n \cdot X_s}$$

Le rapport r_n peut être réduit à une valeur très petite quand X_s est choisie aussi grande que possible et R_s aussi petite que possible dans la gamme de fréquence où l'inéquation ci-dessus est vérifiée.

Le signal d'entrée de l'amplificateur est noté :

$$e_s = \sum_{n=2}^{\infty} k(1-a_n)R_s I_n \cdot \sin(n\omega_0 t + \theta_n + \phi_n)$$

- où :
- I_n, θ_n : amplitude et phase du $n^{\text{ème}}$ harmonique de i_2
 - a_n, ϕ_n : erreurs d'amplitude et de phase dans l'harmonique d'ordre n
 - k : rapport de transformation.

b) Amplificateur
=====

Si $n=50$ est le rang de l'harmonique le plus élevé ($n\omega_0=2,5$ kHz) on peut obtenir une amplification avec un gain constant et sans angle de retard.

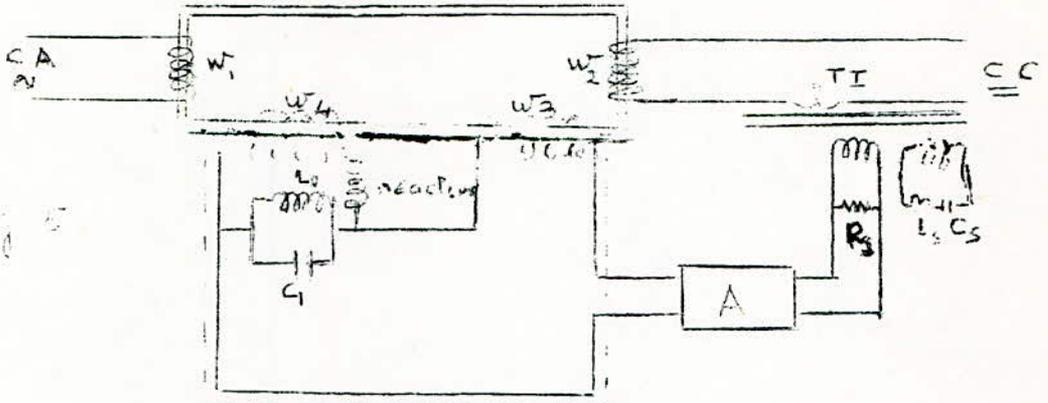
Le gain A demandé à l'amplificateur est déterminé par l'équation :

$$\omega_3 k(1 - a_n)R_s I_n A = \omega_2 I_n$$

soit :

$$A = (w_2/w_3)(1/k(1 - a_n)R_s$$

c) Circuit de sortie de l'amplificateur

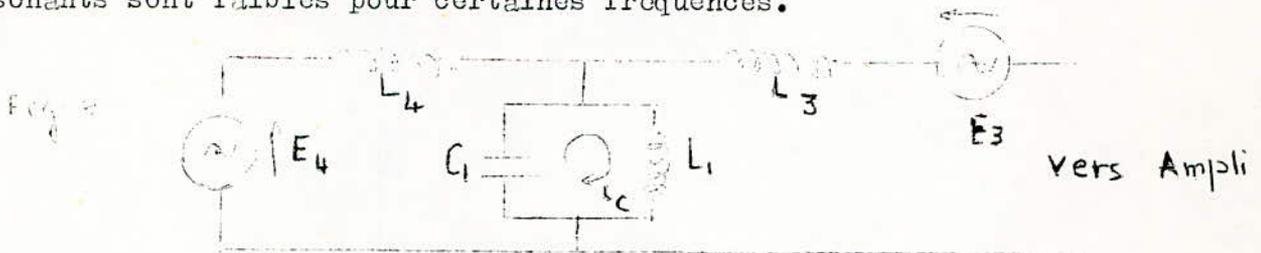


circuit de sortie de l'ampli

Le circuit bouchon L_1, C_1 , accordé à la fréquence fondamentale, est connecté, à travers une bobine ayant une grande réactance, au 4^{ème} enroulement qui fait apparaître une tension E_4 aux bornes du circuit résonant du fait de son impédance infinie. L_1 et C_1 sont prises telles que :

$$\omega_0 L_1 = 1/\omega_0 C_1$$

Quand les enroulements 3 et 4, ayant le même nombre de spires, sont en opposition, la tension de l'enroulement de compensation peut être annulée. Le courant de compensation, composé d'harmoniques, est dérivé dans le 4^{ème} enroulement du fait qu'il existe un réacteur et les impédances du circuit résonants sont faibles pour certaines fréquences.



La figure ci-dessus schématise le circuit de sortie, où L_3 est l'inductance de l'enroulement de compensation, L_4 est la somme des inductances du 4^{ème} enroulement et du réacteur. On néglige là aussi les résistances.

Le courant qui circule dans le circuit résonant est donné par la formule

$$I_c = E_4 / \omega_0 L_1 = \omega_0 C_1 E_4 = E_4 / X_{L1}$$

où : $X_1 = \omega_0 L_1$

La valeur de cette réactance est déterminée par des considérations économiques, tenant compte de l'amplitude de la tension aux bornes du quatrième enroulement. On déterminera ensuite la relation entre X_4 et X_1 .

Le courant de compensation, étant composé d'harmoniques, passe dans le circuit bouchon et dans le 4^{ème} enroulement. Soit D_n la fraction du courant harmonique d'ordre n qui passe dans le 4^{ème} enroulement, D_n est donné par:

$$D_n = \frac{-jnX_1}{n^2 - 1} = - \frac{1}{(n^2 - 1)b - 1} \quad \text{où : } b = X_4/X_1$$

$$\frac{-jnX_1}{n^2 - 1} + jnX_4$$

En effet : $D_n = Z_1/(Z_1 + Z_4)$ où $1/Z_1 = (jn/\omega C_1) + (1/j\omega L_1) = (jn/X_1) + 1/jnX_1$

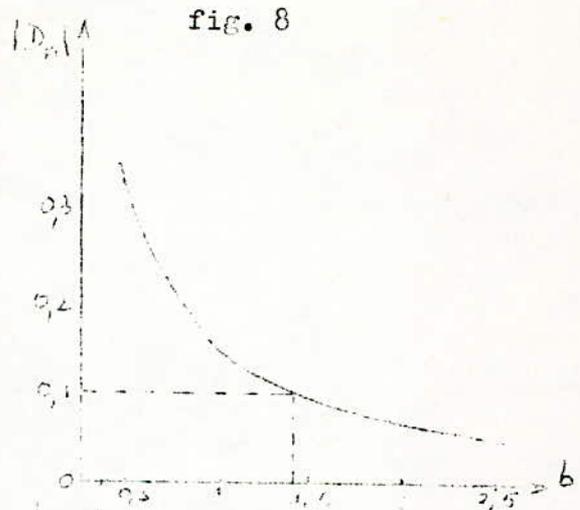
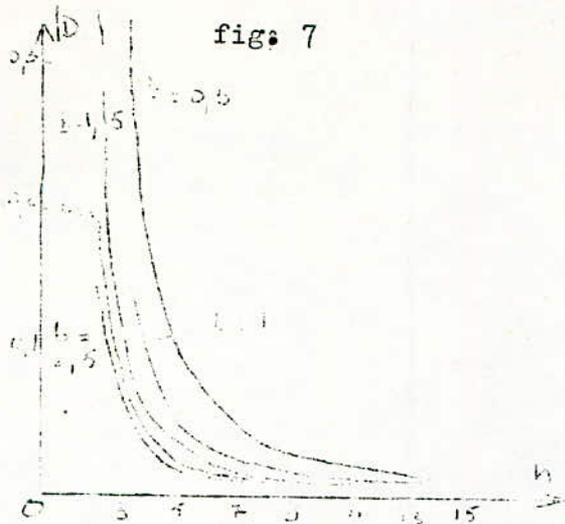
Cette expression montre que D_n est une fonction de b et de n, généralement D_n a une valeur réelle négative. Donc le courant, en opposition de phase avec le courant de compensation, traverse le quatrième enroulement en régime statique; les deux enroulements sont alors choisis différemment. Le flux induit par le courant dérivé ajouté au courant de compensation est ainsi mieux compensé.

Alors un grand courant dans le 4^{ème} enroulement peut provoquer une résonance entre cet enroulement et le circuit bouchon. Ceci cause une surcharge des éléments et n'est donc pas favorisé.

Aussi une valeur élevée de b diminue D_n , en gardant en vue qu'on doit éliminer la tension apparue à la suite de la fluctuation de la fréquence, on déduit qu'il existe une limite supérieure pour b.

Les figures suivantes (7 et 8) montrent la variation de la valeur absolue de D_n en fonction de b et de n.

La figure 7 montre que $|D_n|$ est une fonction monotone, décroissante de n. n = 3 étant le rang le plus faible, la valeur de $|D_3|$ peut être adoptée comme un critère pour l'amplitude de D_n .



La figure 8 montre la variation de $|D_3|$ en fonction de b . Si $|D_3| = 0,1$ on a $b = 1,375$.

Si le rapport de dérivation pour $n=3$ est spécifié, L_4 est déterminé par

$$L_4 = b \cdot L_1$$

où b est déduit de la figure 8.

D'autre part, la limite supérieure de b est déterminée comme il suit : quand la pulsation varie de ω_0 à $\omega_0 + \Delta\omega$, le courant fondamental passe dans le 4^{ème} enroulement et dans le réacteur car l'impédance du circuit résonant devient finie. La tension aux bornes du circuit résonant diffère de E_4 de :

$$\Delta E = E_4 \left| 1 - \frac{\frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1}}{\frac{j\omega L_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1} + j\omega L_4} \right| = 2 \cdot b \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) E_4$$

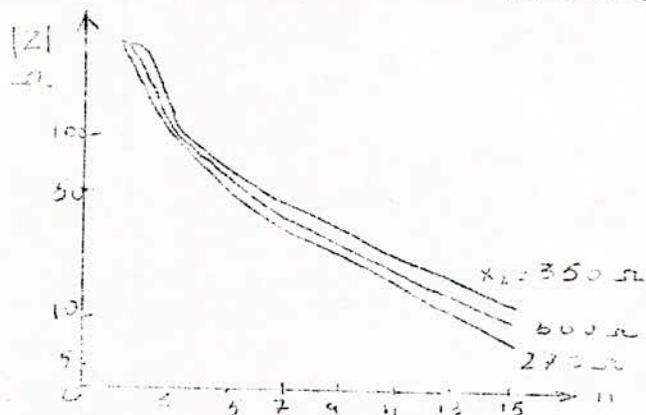
Si la déviation maximale de la fréquence est $\pm 0,1$ Hz on aura :

$$E = (b/250) E_4$$

Ainsi si b est pris assez grand, la tension appelée par l'amplificateur devient importante sous la fluctuation de la fréquence.

Pour que l'amplificateur soit considéré comme une source de courants l'impédance du circuit doit être petite et celle de l'amplificateur grande.

La figure 9 représente le résultat d'un programme de calcul de l'impédance du circuit de sortie pour différentes fréquences harmoniques. Les calculs sont effectués pour : $X_3=0,68$ ohms, $X_4=377$ ohms, et $X_1=270, 300$ et 350 ohms. La courbe est tracée sur papier semi-logarithmique.



L'avantage de cette méthode est qu'elle élimine aussi bien les harmoniques normaux, générés par une station de convertisseurs, que les harmoniques anormaux, dus à des défauts (manoeuvres, déséquilibre, etc...).

C O N C L U S I O N

Il résulte de l'étude que l'on vient de faire que le sujet abordé est d'actualité et de grande importance.

Le développement récent des semi-conducteurs (thyristors et triacs) et leur utilisation dans le domaine de l'électronique de puissance (redresseurs industriels) ainsi que dans les appareils électriques à large diffusion dans le réseau (appareils électroménagers) redonnent de l'ampleur au problème des fréquences harmoniques à tous les niveaux de tension. En effet ces nouveaux équipements constituent les sources harmoniques les plus redoutées.

Quant à l'importance du sujet traité, elle est liée à la gêne que provoque la présence des harmoniques et leur amplification par les paramètres du réseau.

D'une part, cette pollution harmonique perturbe le bon fonctionnement du réseau en augmentant les pertes ohmiques des lignes et des machines électriques, en diminuant la durée de vie de l'isolation et le facteur de puissance, et en troublant le fonctionnement de certains appareils.

D'autre part, les calculs effectués au second chapitre montrent que, dans des conditions particulières, l'amplitude de certains harmoniques peut atteindre des valeurs très grandes. Par exemple, dans le cas d'une ligne aérienne à paramètres uniformément répartis, en ne tenant pas compte du transformateur, l'harmonique de rang n a une amplitude maximale lorsque la longueur de la ligne est telle que le produit $n.l$ est un multiple impair du quart de l'onde fondamentale ($n=7, l=200 : A_n=11 ; n=11, l=400 : A_n=11$). Par contre, pour une ligne aérienne représentée par un schéma en **II**, le transformateur étant pris en considération le coefficient A_n est maximum quand le produit $n.l$ est multiple pair du quart de l'onde fondamentale ($n=7, l=400 : A_n=313 ; n=11, l=300 : A_n=206$).

Cette amplification ne dépend pas uniquement de la longueur de la ligne mais également du type de la ligne, de la puissance de court-circuit

du système, du nombre de batteries de condensateurs en service, des bobines de compensation des lignes, des paramètres du transformateur, etc...

Donc, si le taux des harmoniques est élevé l'installation de moyens de réduction du niveau des harmoniques s'impose, mesure qui se justifie d'ailleurs économiquement.

Vu l'état actuel du développement du réseau algérien et son avenir, nous soulignons qu'il n'est pas seulement important mais nécessaire de tenir compte de la présence des harmoniques et les gênes que cette pollution peut provoquer dans toute décision concernant l'extension du réseau. Ainsi l'installation des batteries de condensateurs, la compensation des lignes de HT et THT ne doivent être exécuter qu'après examen de la composition harmonique du réseau.

Il faut alors saisir l'occasion particulière que présente le réseau électrique algérien pour y faire un véritable développement optimal.

B I B L I O G R A P H I E

OUVRAGES

- R.Pélissier : "Les réseaux d'énergie électrique"
tome 1 : les aspects techniques du service
Dunod, Paris 1971
- M.Kostenko et L.Piotrovski : "Machines électriques"
Mir, Moscou 1969
- I.Kaganov : "Electronique industrielle"
Mir, Moscou 1972
- Küpfmüller : "Electricité théorique et appliquée"
Dunod, Paris 1959

ARTICLES

- H.Prigent : "Production et propagation des fréquences harmoniques
dans les réseaux de transport d'énergie"
R.G.E. juin 1953
- Iliceto, Answorth et Goodrich : "Quelques aspects de conception de
filtres d'harmoniques pour ligne de
transport à HT en courant continu "
CIGRE, tome III, 1964
- H.Sasaki et T.Machida: "A new method to eliminate AC harmonic currents
by magnetic flux compensation"
IEEE transaction on Power Apparatus and sys-
tems, n° 5, 1971
- R.De Vre : "Perturbations produites dans les réseaux par les appareils
de grande diffusion équipés d'une commande par semi-con-
ducteurs" , SRBE, tome 90, n°4, 1974
- Zhezhelenko : " Harmoniques élevés dans les réseaux électriques"
Elektrichestvo, n°11, 1974 (en russe)
- M.Lemoine : "Quelques aspects de la pollution des réseaux par les dis-
tortions harmoniques de la clientèle"
R.G.E. mars 1976.

Chapitre : III	"Perturbations produites par les fréquences harmoniques "	
I.	Perturbations du consommateur	66
I.1.	erreurs d'indication des appareils de mesure	66
I.2.	télécommande à fréquence acoustique	66
I.3.	autres appareils sensibles	67
II.	Perturbations produites dans le réseau	67
II.1.	pertes dans les machines tournantes	67
II.2.	pertes dans le transformateur	71
II.3.	pertes dans les condensateurs	73
II.4.	pertes dans les lignes	73
II.5.	vieillissement accéléré de l'équipement électrique	73
II.6.	influence sur le facteur de puissance	75
II.7.	influence sur l'électronique de puissance	77
Chapitre : IV	"Moyens de réduction du niveau des harmoniques"	
I.	Considérations économiques	78
II.	Action sur la source	80
II.1.	les machines électriques	80
II.2.	le transformateur	82
II.3.	le redresseur	82
III.	Protection des batteries de condensateurs	83
IV.	Filtres d'harmoniques	86
IV.1.	filtres série	86
IV.2.	filtres shunts	87
V.	Elimination des harmoniques par compensation du flux magnétique dans le noyau du transfo	95
V.1.	principe de la méthode	95
V.2.	description du système de compensation	96
Conclusion		103
Bibliographie		105
Table des matières		106