

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 43 (1965)

Heft: 4

Artikel: Logarithmisch-periodische Antennen für den Kurzwellenrundfunk = Antennes logarithmiques périodiques pour la radiodiffusion en ondes courtes

Autor: Kerlé, W.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874975>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 13.03.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Logarithmisch-periodische Antennen für den Kurzwellenrundfunk

Antennes logarithmiques périodiques pour la radiodiffusion en ondes courtes

Zusammenfassung. Für den internationalen Kurzwellenrundfunk mit Sendeleistungen von einigen 100 kW wird eine breitbandige logarithmisch-periodische Antenne mit zwei Ebenen beschrieben. Anhand von gemessenen Strahlungsdiagrammen ist ersichtlich, dass der Erhebungswinkel der Hauptkeule frequenzunabhängig wird bei gleichzeitiger starker Nebenzipfeldämpfung. Die grösste Fehlanpassung liegt unter 2.

Résumé. Pour la radiodiffusion en ondes courtes avec des puissances de quelques centaines de kW, l'auteur décrit une antenne logarithmique périodique à large bande avec deux nappes. Selon les diagrammes de rayonnement mesurés, on remarque que l'angle de tir du lobe principal est indépendant de la fréquence et simultanément, l'atténuation des lobes secondaires atteint une valeur intense. Le taux d'ondes stationnaires reste en dessous de 2.

Riassunto. Per la radiodiffusione internazionale a onde corte con potenze d'emissione di alcune centinaia di kW, l'autore descrive un'antenna logaritmico-periodica a larga banda, a due piani. Dai diagrammi d'irradiazione misurati risulta che l'angolo d'elevazione del lobo principale è indipendente dalla frequenza e che simultaneamente l'attenuazione dei lobi secondari è forte. Il diasadattamento massimo è inferiore a 2.

Zur Versorgung eines grösseren Gebietes mit Kurzwellen werden heute von den Rundfunkstationen vorwiegend Vorhangantennen eingesetzt. Das sind Anordnungen von Halbwellendipolen über- und nebeneinander, meist mit Reflektor. Die Bandbreite einer solchen Antenne ist klein; man findet Konstruktionen für ein und zwei Rundfunkbänder. Das bedingt eine grössere Zahl von Antennen in jeder gewünschten Strahlrichtung, um nur schon vom 49-m-Band beginnend bis zum 13-m-Band arbeiten zu können. Die vor kurzer Zeit von einigen bekannten Firmen propagierten 3-Band-Vorhangantennen (für drei benachbarte Rundfunkbänder) stellen Kompromisslösungen dar. So ist beispielsweise die Nebenzipfeldämpfung schlecht, und der Abstrahlwinkel des Hauptzipfels variiert von tiefster zu höchster Frequenz erheblich.

Vorhangantennen können reversiert werden, das heisst durch Umschalten des Reflektors beträgt das Azimut φ des Hauptzipfels 0° beziehungsweise 180° . Sie können aber auch elektrisch geschwenkt werden, horizontal um $\varphi \pm \varepsilon_\varphi$ und vertikal um die Elevation $\Delta \pm \varepsilon_\Delta$. Damit kann die Antenne für verschiedene Versorgungsgebiete eingesetzt werden.

Gegenüber einer Vorhangantenne vom Typ HR 4/3 weist eine logarithmisch-periodische Anordnung mit zwei Ebenen eine etwas grössere Halbwertbreite der Hauptkeule im Vertikaldiagramm und eine wesentlich grössere Halbwertbreite derselben im Horizontaldiagramm auf. Deshalb eignet sie sich vorzüglich für ein breites Nahversorgungsgebiet.

Im Gegensatz zu den Vorhangantennen ist die logarithmisch-periodische Antenne wesentlich breitbandiger. Sie kann alle Rundfunkbänder von 49 m bis 13 m bei nahezu konstanter Elevation des Hauptzipfels und bei stets gleichbleibend guter Nebenzipfeldämpfung abstrahlen. Sie ist jedoch nicht reversierbar. Diese Erkenntnisse wurden aus den nachstehend beschriebenen Versuchen ermittelt.

Pour couvrir une grande région avec des ondes courtes, les stations de radiodiffusion emploient le plus souvent des antennes rideaux. Ce sont des dispositions de doublets demi-ondes les uns en dessus des autres et les uns à côté des autres, généralement avec un réflecteur. La largeur de bande d'un tel assemblage est faible; on trouve des constructions pour une et deux bandes de radiodiffusion. On a donc besoin de plusieurs antennes pour chaque direction de rayonnement désirée, pour pouvoir émettre dans les bandes comprises entre 13 m et 49 m. Les antennes rideaux pour 3 bandes voisines proposées par certains constructeurs sont une solution de compromis. Par exemple, les lobes secondaires deviennent importants et l'angle de tir du lobe principal varie fortement avec la fréquence.

Les antennes rideaux peuvent être inversées. En alimentant le réflecteur, l'azimut φ du lobe principal passe de 0° à 180° . On peut également faire varier horizontalement d'un angle ε_φ et verticalement d'un angle d'élévation ε_Δ . On peut ainsi utiliser cette antenne pour plusieurs régions de réception. Par rapport à un rideau HR 4/3, l'antenne logarithmique périodique à 2 nappes a un lobe vertical un peu plus large et un lobe horizontal nettement plus large. Elle peut donc très bien être utilisée pour une région de réception plus large et proche.

Contrairement aux antennes rideaux, l'antenne logarithmique périodique est à large bande. Elle peut émettre sur toutes les bandes de radiodiffusion, de 49 m à 13 m, avec un angle de tir du lobe principal presque constant et avec des lobes secondaires peu importants. Ces propriétés découlent des essais décrits ci-dessous.

Sur le terrain d'essai de la Compagnie Française Thomson-Houston à Gennevilliers dans la banlieue de Paris, l'auteur a effectué diverses mesures sur deux maquettes, l'une pour la détermination des dia-

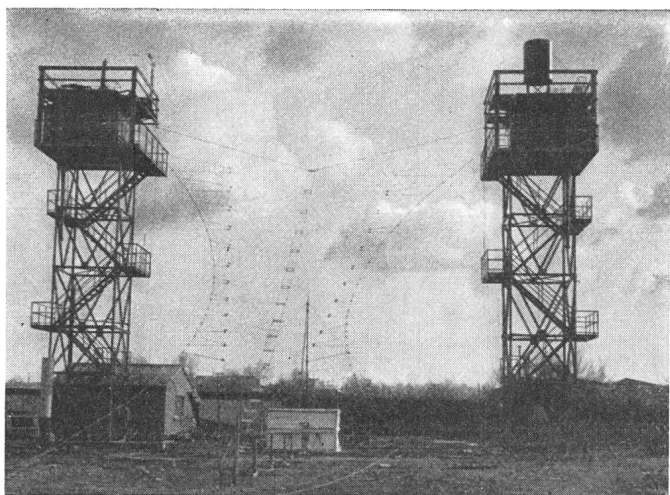


Fig. 1

Modellebene einer logarithmisch-periodischen Antenne mit Faltdipolen zur Bestimmung des Admittanzverlaufes

Maquette d'une nappe d'une antenne logarithmique périodique constituée par une suite de doublets repliés pour la mesure du diagramme d'admittance

Auf dem Antennenversuchsgelände der *Compagnie Française Thomson Houston* in Gennevilliers, einem Vorort von Paris, hat der Verfasser im Herbst 1964 an zwei Modellen, einem zur Ermittlung der Strahlungsdiagramme und einem zweiten zur Untersuchung des Impedanzverlaufes, verschiedene Messungen durchgeführt, um die Verwendung von logarithmisch-periodischen Antennen für den Kurzwellenrundfunk zu prüfen. Der Dimensionierung dieser Modellantennen lagen die folgenden Bedingungen für eine zu entwickelnde Kurzwellenanordnung zugrunde:

Frequenzbereich 5,95...26,1 MHz

Eingangsleistung 700 kW Träger + 100% Modulation

Eingangsimpedanz 300 Ω symmetrisch

Fehlanspassung $\leq 1,5$

Elevation Δ der Hauptkeule etwa 15°

Antennengewinn > 15 dB über Isotropie.

Über logarithmisch-periodische Antennen gibt es bereits sehr viele Veröffentlichungen. Daraus sind die in der Literaturzusammenstellung genannten 12 Publikationen zur Konstruktion der Modelle zu Rate gezogen worden. Es sei deshalb hier darauf verzichtet, auf die Entwicklung und theoretischen Zusammenhänge im allgemeinen einzutreten.

Die Parameter der logarithmisch-periodischen Antennen (Fig. 2)

E_1 = Länge des längsten Elementes = 180° für die kleinste Frequenz

R_1 = Distanz von der Spitze zu E_1

τ = periodische Funktion: $0 < \tau < 1$
 τ ist proportional der Elementzahl E

α = Öffnungswinkel der Ebene, in der alle Elemente $E_1 \dots E_n$ liegen

grammes de rayonnement et l'autre pour la mesure des courbes d'impédance, pour examiner le comportement des antennes logarithmiques périodiques en ondes courtes.

Les dimensions de ces maquettes ont été choisies pour satisfaire aux conditions suivantes:

gamme de fréquence: 5,95 à 26,1 MHz

puissance à l'entrée: 700 kW porteuse + 100% modulation

l'impédance à l'entrée: 300 Ω symétrique

taux d'ondes stationnaires: $\leq 1,5$

l'angle de tir du lobe principal: environ 15°

gain d'antenne: > 15 dB par rapport à une source isotropique

On trouve beaucoup de publications sur les antennes logarithmiques périodiques. Pour la construction des maquettes, j'en ai retenu 12 qui sont citées dans la bibliographie. C'est pourquoi je renonce à traiter ici les considérations théoriques et de développement.

Les paramètres des antennes logarithmiques périodiques (fig. 2)

E_1 = longueur du plus grand élément = 180° pour la fréquence la plus basse

R_1 = distance du sommet du triangle au premier élément E_1

τ = fonction périodique: $0 < \tau < 1$. τ est proportionnelle au nombre d'éléments rayonnants

α = angle au sommet du triangle constitué par les éléments d'une nappe E_1 à E_n

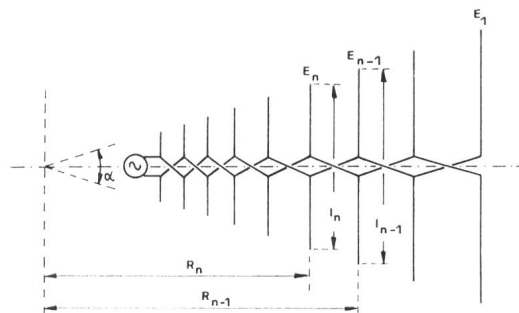


Fig. 2

On peut écrire les relations suivantes:

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{l_n}{l_{n-1}}$$

$$R_n = \frac{l_n}{2} \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2}$$

D'après la figure 3, on peut donc obtenir un gain d'environ 10 dB par rapport à une source isotropique dans l'espace libre ($\alpha = 10^\circ$, $\tau = 0,95$) pour une seule nappe. C'est pourquoi il faudra employer deux nappes pour atteindre les 15 dB exigés.

Les dimensions d'une antenne à deux nappes sont données par cinq paramètres indépendants de la fréquence:

$$\alpha, \tau, \psi_1, \psi_2, \gamma$$

Es gelten die folgenden Beziehungen:

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{I_n}{I_{n-1}}$$

$$R_n = \frac{I_n}{2} \operatorname{ctg} \frac{\alpha}{2}$$

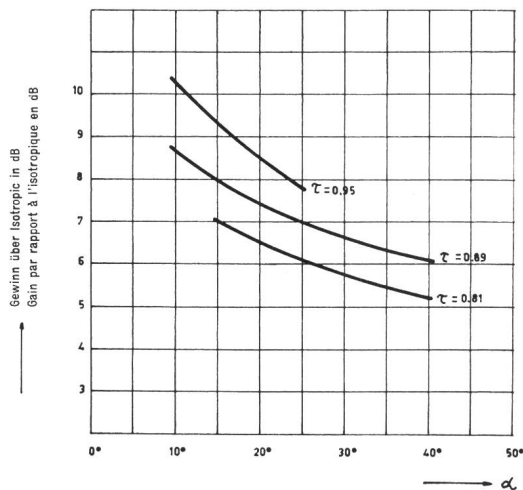


Fig. 3

Gewinn über Isotropie einer Ebene als Funktion von α
Gain par rapport à l'antenne isotropique d'une nappe en fonction de α

Gemäss *Figur 3* kann mit einer Ebene ein Leistungsgewinn von etwa 10 dB über Isotropie im freien Raum ($\alpha = 10^\circ$, $\tau = 0,95$) erzielt werden. Für die geforderten 15 dB über Isotropie als Minimalwert sind somit zwei Ebenen erforderlich.

Für die Dimensionierung einer Zwei-Ebenen-Antenne sind die folgenden frequenzunabhängigen Parameter vorzugeben (vgl. Literatur):

$$\alpha, \tau, \psi_1, \psi_2, \gamma$$

γ ist die Phasenwinkeldifferenz zwischen den Dipolen E_n jeder Ebene, bei der E_1 der E_2 voreilt (*Fig. 4*).

Länge, Breite und Höhe der Antenne sind durch die tiefste Betriebsfrequenz festgelegt.

Das Strahlungsdiagramm der Zwei-Ebenen-Antenne

Das Vertikaldiagramm $f(\Delta)$ einer Ebene im freien Raum ist schwer zu ermitteln, da die an der Abstrahlung beteiligten Elemente innerhalb des definierten Frequenzbereiches ändern und deren Anteil zufolge ihrer ungleichen Längen (keine Yagi-Anordnung) unbekannt ist.

Im Referenzpunkt 0 beträgt für beide Ebenen das Feld

$$E = F(\Delta, \psi_1) e^{j[\gamma - \beta d (\cos \psi_1 - \cos \psi_2) \cos \Delta]} + F(\Delta, \psi_2)$$

dabei ist der Gruppenfaktor einer Ebene und seines Spiegelbildes

$$F(\Delta, \psi) = f(\Delta + \psi) e^{j\beta d \sin \psi \sin \Delta} - f(\Delta - \psi) e^{-j\beta d \sin \psi \sin \Delta}$$

Das Horizontaldiagramm $f(\varphi)$ einer Ebene setzt sich aus dem Strahlungsdiagramm des strahlenden

γ = la différence d'angle de phase entre les deux dipôles E_n . La phase de la nappe E_1 est en avance sur celle de la nappe E_2 (*fig. 4*).

Les dimensions de l'antenne (longueur, largeur et hauteur) sont définies par la fréquence la plus basse.

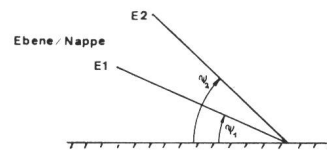


Fig. 4

Diagramme de rayonnement d'une antenne à deux nappes

Le diagramme vertical $f(\Delta)$ d'une seule nappe dans l'espace libre est difficile à déterminer, car le nombre des éléments participant au rayonnement varie dans la gamme de fréquence considérée et le partage des courants rayonnants entre les éléments de longueurs différentes est inconnu (cas différent d'une disposition Yagi).

Diagramme des deux nappes au point de référence 0

$$E = F(\Delta, \psi_1) e^{j[\gamma - \beta d (\cos \psi_1 - \cos \psi_2) \cos \Delta]} + F(\Delta, \psi_2)$$

avec le facteur de groupe d'une nappe avec son image

$$F(\Delta, \psi) = f(\Delta + \psi) e^{j\beta d \sin \psi \sin \Delta} - f(\Delta - \psi) e^{-j\beta d \sin \psi \sin \Delta}$$

Le diagramme horizontal $f(\varphi)$ d'une nappe est composé du diagramme de rayonnement du radiateur, des facteurs de groupe du réflecteur et du directeur. Ce diagramme reste le même pour deux nappes. Ici aussi nous rencontrons les difficultés mentionnées ci-dessus (*fig. 5*).

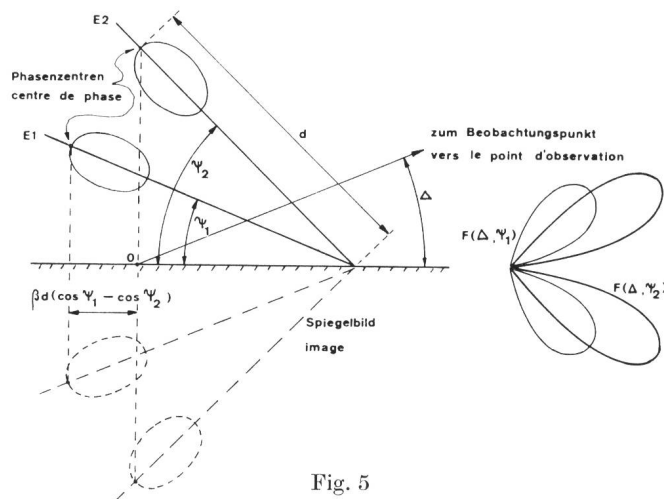


Fig. 5

Alimentation des doublets d'une nappe

Admettons que l'impédance au point d'alimentation d'une nappe soit 600 Ω (en mettant les deux nappes en parallèle on obtient les 300 Ω désirés) et environ la moitié de la puissance, donc 350 kW porteuse +

Dipols, dem Gruppenfaktor für den Reflektor und einem solchen für den Direktor zusammen. Es bleibt für zwei Ebenen dasselbe. Auch hier gelten die vorerwähnten Schwierigkeiten (Fig. 5).

Die Speisung der Dipole in der Ebene

Für eine Ebene sei die Speisepunktimpedanz 600 Ohm (durch Parallelschalten der beiden Ebenen erhält man die geforderten 300 Ohm) und ungefähr die halbe Leistung, also 350 kW Träger + 100% Modulation.

Dann beträgt die Speisepunktspannung unter Annahme einer maximalen Fehlanpassung von 2,0:

$$U_{\text{mod,eff}} = 2\sqrt{P_{\text{eff}} \cdot Z_0 \cdot \text{SWR}} = \\ = 2\sqrt{350 \cdot 10^3 \cdot 600 \cdot 2} = 40 \text{ kV}_{\text{eff}}$$

Die 600-Ohm-Leitung einer Ebene sei zweidrähtig und bestehe aus zwei Seilen von 12,5 mm Durchmesser (19 · 2,5 mm Ø) mit einem Phasenabstand von 891 mm.

Die Feldstärke an der Seiloberfläche kann somit zu 6,75 kV/cm berechnet werden, während sich die Feldstärke für den Koronaeinsatz bei einem mittleren Luftdruck von 950 mb, einer maximalen Temperatur von 30° C und einer relativen Luftfeuchtigkeit von 99% zu 7,3 kV/cm ermitteln lässt. Die resultierende Sicherheit beträgt 1,08.

Die Entwicklung der 2- und 3-Band-Vorhangantennen zeigte, dass eine breitbandige Anpassung der Dipole an ihre Speiseleitung um so leichter zu bewerkstelligen war, je dicker die Dipole waren. Fertigungstechnische Gründe zwingen andererseits bei den hohen Sendeleistungen zu symmetrischen Zweidraht-Leitungen in der Größenordnung von 250 Ohm und mehr. Somit wären einerseits verhältnismässig niederohmige Dipole an eine hochohmige Leitung anzuschliessen und andererseits jene zudem noch parallel zu schalten (siehe Fig. 2). Es drängt sich deshalb die Serieschaltung der Dipole, die zu diesem Zweck gefaltet werden, geradezu auf.

100% modulation. Pour une valeur maximale des taux d'ondes stationnaires (SWR $\equiv$ ROS) de 2,0, nous avons une tension d'entrée:

$$U_{\text{mod,eff}} = 2\sqrt{P_{\text{eff}} \cdot Z_0 \cdot \text{ROS}} = \\ = 2\sqrt{350 \cdot 10^3 \cdot 600 \cdot 2} = 40 \text{ kV}_{\text{eff}}$$

On suppose une ligne de 600 Ω constituée par deux câbles de 12,5 mm $\varnothing$ (19 · 2,5 mm $\varnothing$) à une distance de 891 mm.

Le champ électrique à la surface d'un câble peut être calculé et vaut 6,75 kV/cm, alors que le champ entraînant l'opposition de l'effet corona est de 7,3 kV/cm pour une pression atmosphérique moyenne de 950 mb, une température de 30° C et une humidité relative de l'air de 99%. Le facteur de sécurité est donc 1,08.

Le développement des antennes rideaux à 2 et 3 bandes a montré qu'une adaptation des dipôles à leurs lignes d'alimentation, dans une large bande de fréquence, est d'autant plus facile que les doublets sont plus épais. Pour des raisons pratiques de fabrication, on est obligé d'utiliser pour ces grandes puissances des feeders deux fils symétriques d'une impédance d'au moins 250 Ω .

Nous devrions donc premièrement connecter des doublets à faible impédance à une ligne à haute impédance et deuxièmement considérer la mise en parallèle de ces doublets (voir la figure 2). C'est pourquoi on est amené à l'idée d'une mise en série des doublets, qui de ce fait deviennent repliés.

Maquette pour les études d'admittance

Les dimensions d'un dispositif d'ondes courtes pour la gamme de fréquence de 5,95 à 26,1 MHz ont dû être réduites pour permettre l'utilisation du pont d'admittance symétrique *Wayne Kerr* (fig. 6).

paramètres: $\alpha = 14^\circ$
 $\tau = 0,90$
distance entre les deux fils d'un doublet replié = 11°

Le diagramme d'admittance mesuré est représenté dans la figure 7.

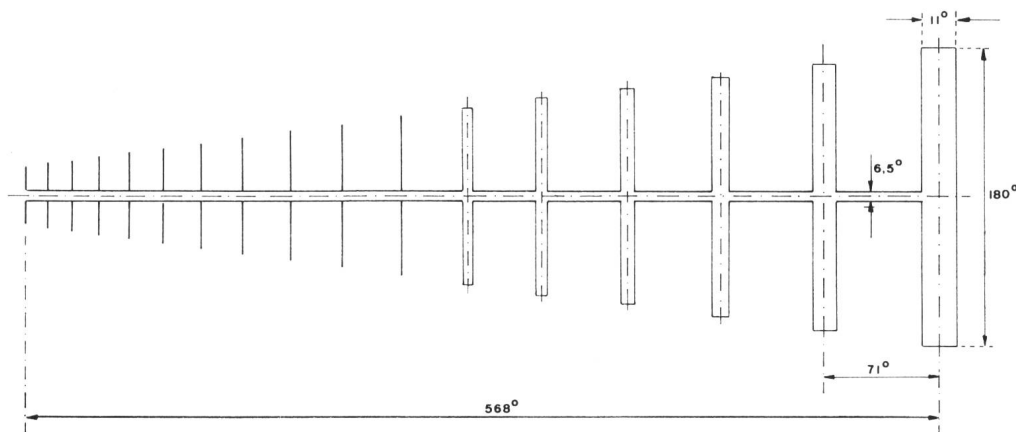


Fig. 6

Modell der logarithmisch-periodischen Ebene für Impedanzmessungen
Maquette de l'antenne logarithmique périodique à une nappe pour les études d'impédance

Tabelle 1: Modellfaktoren

Untere Grenzfrequenz in MHz Fréquence limite inférieure en MHz		β°/m	Kabel $\varnothing$ der Speiseleitung (Kabelaufbau) Ligne d'alimentation câble $\varnothing$ (composition du câble)	Kabel $\varnothing$ der Dipole (Kabelaufbau) Doublets repliés, câble $\varnothing$ (composition du câble)
Kurzwellen } Ondes courtes }	5,95	7,14	12,5 mm $\hat{=}$ 0,0893°	6,3 mm $\hat{=}$ 0,045°
Modell } Maquette }	22,0	26,4	3,38 mm $\hat{=}$ 0,0893° (7 · 1,18 mm)	1,7 mm $\hat{=}$ 0,045° (7 · 0,6 mm)

Modell zur Bestimmung des Admittanzverlaufes

Die Abmessungen für eine Kurzwellenanordnung für den Frequenzbereich 5,95...26,1 MHz wurden soweit reduziert, als es die Grenzfrequenz der symmetrischen Admittanzbrücke von *Wayne Kerr* zuließ (Fig. 6).

Parameter: $\alpha = 14^\circ$
 $\tau = 0,90$
 Abstand des gefalteten Dipolteils: 11°

Das gemessene Admittanzdiagramm ist in Figur 7 dargestellt.

Gemäss [11] wurde versucht, die Faltdipole im Abstand x von ihren Enden kurzzuschliessen, um dadurch eine Kontraktion des gesamten Admittanzverlaufes zu erzielen. Versuche mit $x = 5^\circ \dots 30^\circ$ brachten keinen Erfolg. Eine eindrähtige Verlängerung der Faltdipole, wie ebenfalls in [11] erwähnt, kam nicht in Frage, da dies eine Änderung der Strahlungsdiagramme zur Folge gehabt hätte.

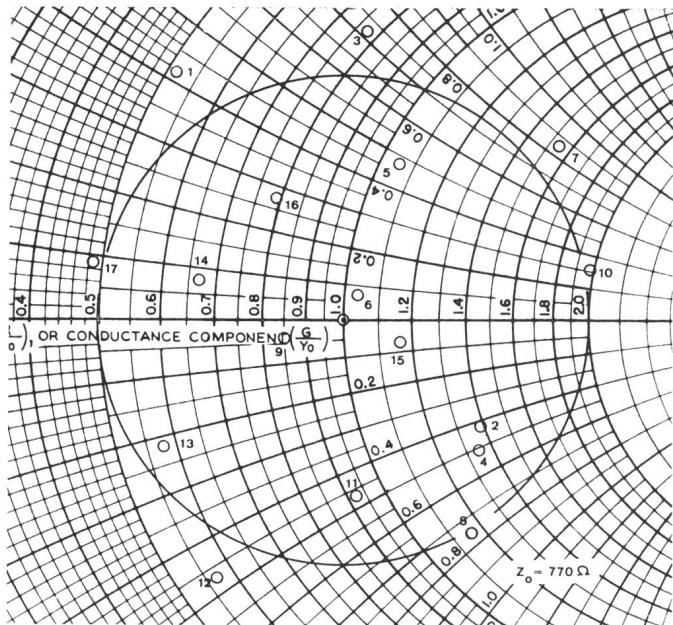


Fig. 7

Admittanzdiagramm einer Ebene gemäss Figur 6. Die Hauptspeiseleitung besteht aus zwei Seilen von $7 \times 1,18 \text{ mm } \varnothing$.
 L'admittance d'entrée d'une nappe conforme à la figure 6 avec une ligne principale constituée par deux conducteurs $7 \times 1,18 \text{ mm de } \varnothing$

Tableau 1: Echelle de réduction de la maquette

On a essayé de court-circuiter les doublets repliés à une distance x de leurs extrémités [11] pour diminuer les variations d'admittance.

Des essais avec x variant de 5° à 30° n'ont pas eu de succès. Un prolongement unifilaire de doublet comme le propose également [11] n'a pas pu être envisagé parce que les diagrammes de rayonnement auraient changé.

Une augmentation de l'impédance de la ligne d'alimentation conduisit à la courbe d'admittance de la figure 8. Le câble $7.1,18 \text{ mm } \varnothing$ a été remplacé par un câble $7.0,6 \text{ mm } \varnothing$.

Maquette pour mesurer le diagramme vertical

La maquette est constituée par deux nappes pour une gamme de fréquence de 300 à 1000 MHz avec les paramètres suivants:

$\alpha = 14^\circ$
 $\psi_1 = 23,15^\circ$
 $\psi_2 = 34,70^\circ$

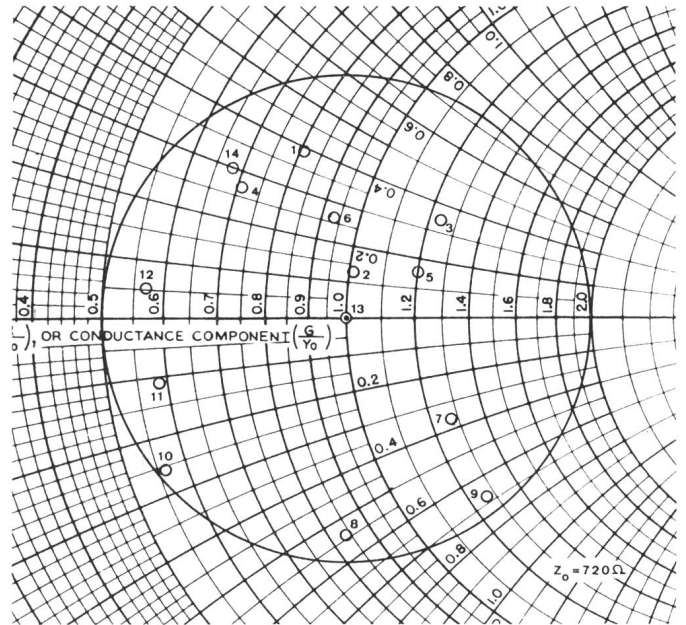


Fig. 8

Admittanzdiagramm einer Ebene gemäss Figur 6. Die Hauptspeiseleitung besteht aus zwei Seilen von $7 \times 0,6 \text{ mm } \varnothing$.
 L'admittance d'entrée d'une nappe conforme à la figure 6 avec une ligne principale constituée par deux conducteurs $7 \times 0,6 \text{ mm de } \varnothing$

Eine Erhöhung der Speiseleitungsimpedanz (das Kabel 7.1,18 mm $\varnothing$ gemäss *Tabelle I* wurde durch ein Kabel 7.0,6 mm $\varnothing$ ersetzt) brachte die Admittanzdarstellung in *Figur 8*.

Modell zur Bestimmung der Vertikaldiagramme

Dieses besteht aus zwei Ebenen und ist für einen Frequenzbereich von 300...1000 MHz ausgelegt mit den folgenden Parametern:

- $\alpha = 14^\circ$
- $\psi_1 = 23,15^\circ$
- $\psi_2 = 34,7^\circ$
- $\tau = 0,895$
- γ = variabel mittels Umwegleitung
- Drahtstärke für Dipole: 0,01 mm $\varnothing$
- Drahtstärke für Speiseleitungen: 0,02 mm $\varnothing$

Die Phasendifferenz zwischen den zwei Ebenen wurde mit einem Z-g-Diagrammen von *Rohde und Schwarz* und zwei Sonden, die an den Enden der längsten Dipole angebracht waren, nachgemessen.

Der Diagramm-Messplatz bestand aus einem Kupferboden von 3 m Breite und 10 m Länge. Die Modellantenne befand sich in der Längssymmetrieachse, 1 m vom einen Ende entfernt. Das Modell wirkte als Sendeantenne; die Empfangssonde bestand aus einem kurzen, horizontalen Dipol (Länge 10 cm), der an einem 7,5 m langen schwenkbaren Arm aus Polyester-Glasfasermaterial befestigt war (*Fig. 9 und 10*).

Die *Figuren 11, 12 und 13* zeigen die Vertikaldiagramme für $f = 300$ MHz mit γ als Parameter. Mit phasenverschiedener Einspeisung der beiden Ebenen (die untere Ebene eilt der oberen um γ voraus) kann die Nebenzipfeldämpfung vergrössert werden, unter gleichzeitiger Verminderung des Abstrahlwinkels.

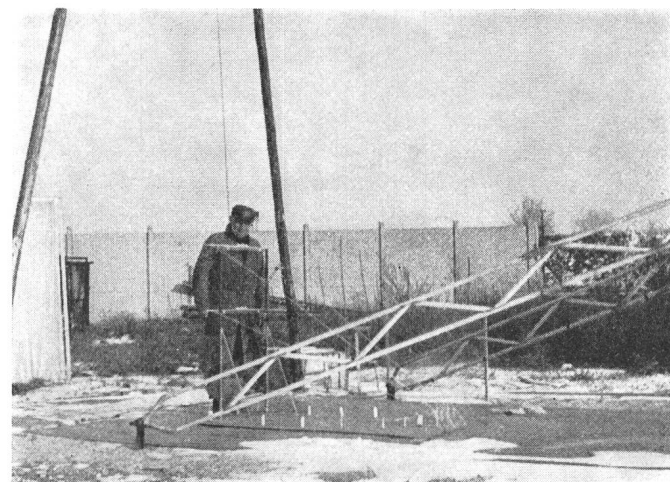


Fig. 10

Detail aus *Figur 9*: Vorn und hinten die beiden Drehpunkte des schwenkbaren Fiberglasarmes, dazwischen das logarithmisch-periodische Modell mit den beiden Ebenen, in der linken Bildhälfte die beiden Gerüststangen

Détail de la figure 9: Entre les deux points de rotation du bipied mobile, on distingue la maquette de l'antenne logarithmique périodique à deux nappes. Dans la partie gauche, les deux poteaux en bois

$$\tau = 0,895$$

γ est variable avec ligne de déphasage

fil pour les doublets repliés: 0,01 mm $\varnothing$

fil pour la ligne d'alimentation: 0,02 mm $\varnothing$

A chaque extrémité des deux doublets les plus longs, une sonde a été couplée, chacune connectée à un Z-g diagramme de *Rohde et Schwarz* pour contrôler la phase entre les deux nappes.

Le dispositif de mesure du diagramme de rayonnement vertical est constitué par une plaque de cuivre de 10 m de long et 3 m de large. La maquette est disposée suivant l'axe longitudinal du sol artificiel et à 1 m de l'une des extrémités. Dans la manipulation, la maquette servait d'antenne d'émission. Un doublet court (long de 10 cm) de même polarisation que la maquette (polarisation horizontale) servait d'antenne de réception. Celle-ci était fixée à l'extrémité d'un bras en complexe verre polyester de 7,5 m de long et pouvant osciller autour d'un axe (*fig. 9 et 10*).

Les *figures 11, 12 et 13* montrent les diagrammes verticaux pour une fréquence de 300 MHz avec γ comme paramètre.

Avec une alimentation déphasée des deux nappes, on peut diminuer les lobes secondaires et en même

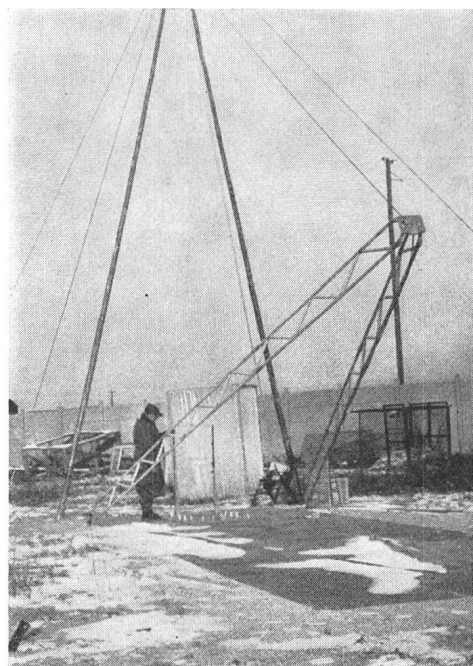


Fig. 9

Messplatz zur Ermittlung der Vertikalstrahlungsdiagramme, bestehend aus einem Kupferboden, dem abgespannten Zweibein aus Gerüststangen und dem daran über eine Umlenkrolle schwenkbaren, querverstrebten Arm aus Fiberglas. Der kurze Empfangsdipol befindet sich auf der Plexiglasplatte am Ende dieses Armes. In der Achse der beiden Drehpunkte befindet sich das zu messende Antennenmodell

Dispositif pour la mesure du diagramme de rayonnement vertical, constitué par: un sol de cuivre, un bipied haubanné fixe formé de deux poteaux en bois et d'un bipied mobile en fibre de verre dont la position peut varier grâce à une corde en nylon passant par une poulie suspendue au sommet du bipied fixe. Le doublet de réception se trouve au sommet du bipied mobile sur une plaque de plexiglas. L'antenne à mesurer se trouve entre les deux points de rotation

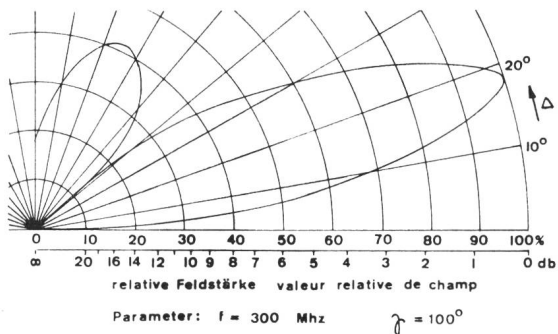


Fig. 11

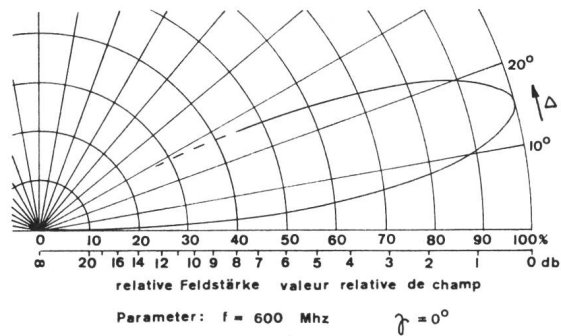


Fig. 16

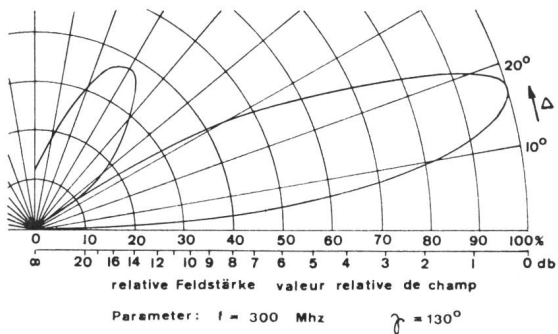


Fig. 12

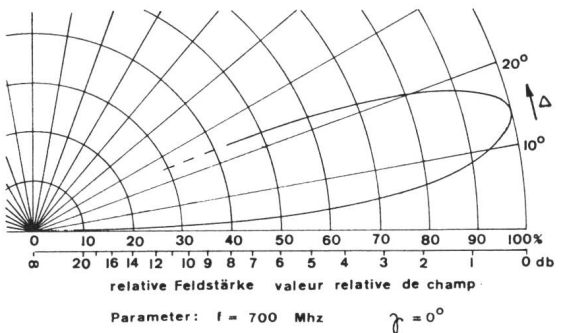


Fig. 17

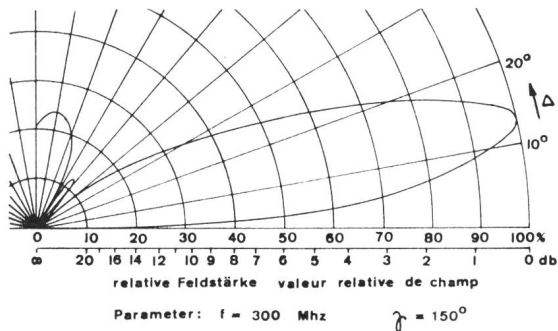


Fig. 13

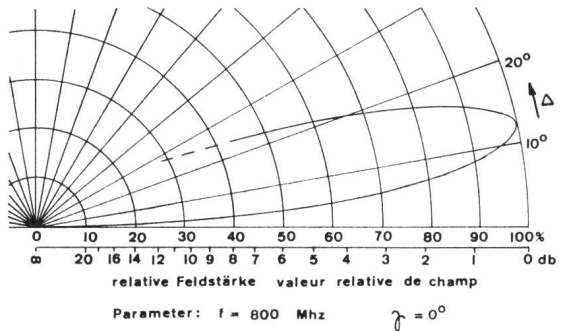


Fig. 18

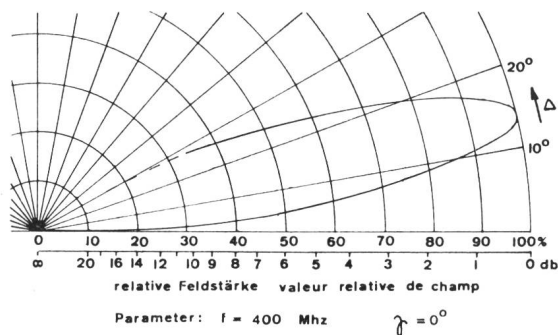


Fig. 14

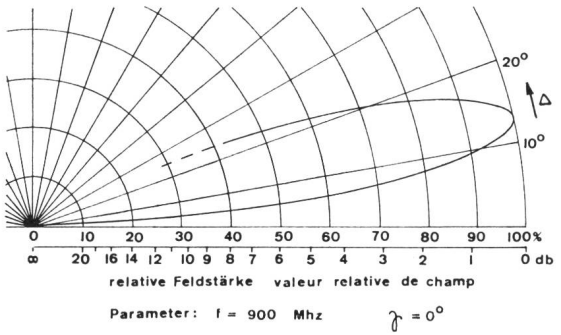


Fig. 19

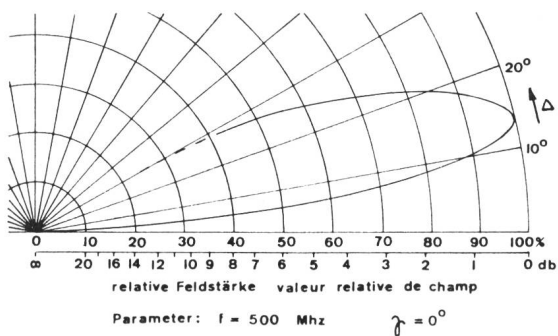


Fig. 15

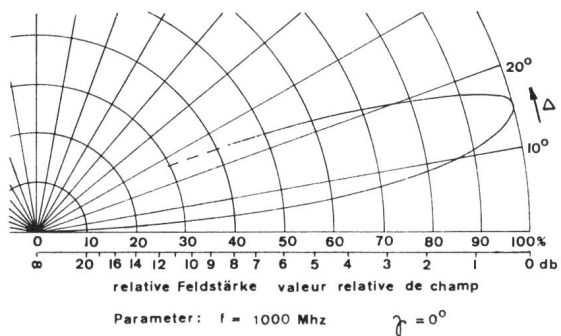


Fig. 20

Fig. 11...20

Strahlungsdiagramme der Modellantenne mit zwei Ebenen für 300...1000 MHz
Diagrammes de rayonnement de la maquette à deux nappes de 300...1000 MHz

Die Figuren 14...20 beweisen, dass bei festgehaltenem γ der Abstrahlwinkel des Hauptzipfels über den ganzen Frequenzbereich praktisch unverändert bleibt.

Schlussbetrachtung

Die vorstehend beschriebenen Untersuchungen fanden ihren vorläufigen Abschluss mit den hier veröffentlichten Ergebnissen. Diese zeigen, dass logarithmisch-periodische Antennen auch für den Kurzwellenrundfunk gut geeignet sind. Dem wesentlich kostspieligeren mechanischen Aufwand für deren Konstruktion stehen jedoch im Vergleich zu Drei-Band-Vorhangantennen geringere Masthöhen und eine fünfmal grössere Bandbreite (340 %) gegenüber.

Es sind aber noch nicht alle Probleme zufriedenstellend gelöst. Die Fehlanpassung über den gesamten Frequenzbereich ist zu gross. Sie darf bei Leistungen von einigen hundert kW Träger + Modulation den Wert 1,5 nie überschreiten. Dies kann aber, gemäss Erfahrungen der schwedischen Firma *Allgon*, mit dickeren Dipolen erreicht werden.

Ferner ist noch keine Möglichkeit der phasenverschiedenen Speisung der beiden Ebenen gefunden. Durch Multiplikation aller Abmessungen einer Ebene mit einem Massstabfaktor k ist es, wie man leicht nachrechnen kann, theoretisch möglich, eine frequenzunabhängige Umwegleitung zu konstruieren.

Auf einem neuen, in Konstruktion begriffenen Messplatz, der auch die Ermittlung der Horizontaldiagramme und des Antennengewinnes erlauben wird, sollen diesen Sommer weitere Messungen durchgeführt werden.

temps baisser l'angle de tir. La phase de la nappe inférieure est en avance de γ sur la nappe supérieure.

Les figures 14 à 20 prouvent que pour un γ fixé, l'angle de tir du lobe principal reste pratiquement constant pour toute la gamme de fréquence.

Conclusion

Les études décrites ci-dessus ont pour conclusion actuelle les résultats publiés ici. Ils montrent que les antennes logarithmiques-périodiques peuvent très bien être utilisées pour la radiodiffusion en ondes courtes. La construction mécanique est plus chère que celle d'un rideau à 3 bandes, mais les pylônes nécessaires sont moins hauts, la largeur de bande est 5 fois plus élevée (340 %).

Mais on n'a pas encore résolu tous les problèmes. Le taux d'ondes stationnaires au point d'alimentation est encore trop grand pour certaines fréquences. Il faut que le ROS ne dépasse pas 1,5 pour quelques centaines de kW porteuse + 100 % modulation. Cela a été réussi expérimentalement par la maison suédoise *Allgon* au moyen de doublets plus épais.

De plus, on n'a pas trouvé de méthodes simples pour une alimentation déphasée des deux nappes. Par multiplication de toutes les mesures d'une nappe par un facteur k , il est théoriquement possible de construire une ligne de retard indépendante de la fréquence, comme on peut le constater facilement par le calcul.

Sur un nouveau terrain de mesure en construction, les mesures seront reprises cet été. On pourra y déterminer également les diagrammes horizontaux ainsi que le gain des antennes.

Bibliographie

- [1] *R. H. DuHamel, D. G. Berry*: A new concept in high frequency antenna design. IRE Nat. Con. Rec. Part 1 March 1959, S. 42...50.
- [2] *R. H. DuHamel, F. R. Ore*: Logarithmically periodic antenna designs. IRE Con. Rec. Part 1 1958, S. 139...151.
- [3] *R. H. DuHamel, D. G. Berry*: Logarithmically periodic antenna arrays. IRE Wescon. Con. Rec. Part 1 1958, S. 161...174.
- [4] *R. H. DuHamel, F. R. Ore*: Log periodic feeds for lens and reflectors. IRE Nat. Con. Rec. Part 1 1959, S. 128...137.
- [5] *D. E. Isbell*: Log periodic dipole arrays. IRE Trans. on Ant. and Prop. May 1960, S. 260...267.
- [6] *Granger Associates*. Modern hf antennas selection and application. Granger Ass. Palo Alto Calif. 1963.
- [7] *R. Greif* (Rohde & Schwarz, München): Logarithmisch-periodische Antennen. NTF Band 23 (1961), S. 81...93.
- [8] *R. H. DuHamel*: Optimum patterns for endfire arrays. IRE Proc. May 1953, S. 652...659.
- [9] *M. F. Radford, E. W. Woloszczuk* (Marconi Comp. Ltd., Chelmsford/Essex England): Logarithmische Antennen in Weitverkehrsanlagen. NTZ 17 (1964), Nr. 6, S. 283...287.
- [10] British Patents No 968.721 (Sept. 1964) and 953.805 (April 1964). Marconi Comp. Ltd., England.
- [11] *G. N. Kocherzhevskiy*: Short wave logarithmic antennas. Telecommunications Part 1 No 12, December 1963.
- [12] The input impedance of log periodic antennas in the short wave range. Elektrosviaz (russisch), Juni 1964, S. 12...18 (wird in Telecommunications Part 1 No 6 1964, etwa Mitte 1965 übersetzt erscheinen).