

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: 56 (1978)

Heft: 2

Artikel: Bodenstationsantenne mit Rillenhornreflektor als Primärstrahler = Antenne de station terrienne alimentée par un cornet cannelé

Autor: Sato, Ikuro / Sarkar, Subrata K.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875192>

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: 30.04.2026

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

Bodenstationsantenne mit Rillenhornreflektor als Primärstrahler

Antenne de station terrienne alimentée par un cornet cannelé

Ikuro SATO, Tokio, und Subrata K. SARKAR, Bern

621.396.677.73:621.396.934:629.783

Zusammenfassung. Dieser Bericht beschreibt den Aufbau, die radioelektrischen Eigenschaften, die Entwicklungsgründe und Analysen der Bodenstationsantenne in Leuk. Sie ist mit einem Rillenhornreflektor als Primärquelle ausgestattet. Der konische Teil des Hornreflektors wurde mit Rillen versehen, um das Strahlungsverhalten zu verbessern. Dazu waren theoretische Berechnungen und praktische Modelluntersuchungen nötig. Diese 97-Fuss-Cassegrain-Antenne steht seit Januar 1974 mit einem Satelliten des Intelsat-Netzes der Atlantik-Region in Betrieb. Es bestätigt sich, dass der Rillenhornreflektor den Flächenwirkungsgrad, die Rauschtemperatur und die Kreuzpolarisationseigenschaften verbessert.

Résumé. Cet article décrit en détail la configuration et les performances radiofréquences de l'antenne de la station terrienne pour satellites de Loèche, alimentée par une source primaire formée d'un cornet cannelé et d'un réflecteur décalé. Il analyse aussi la technologie des ensembles qui lui sont associés. En cannelant la section conique du réflecteur à cornet, on a pu améliorer les caractéristiques de rayonnement. Des études théoriques et pratiques ont porté sur ses performances radioélectriques. L'antenne Cassegrain de 97 pieds est en service depuis janvier 1974, avec un satellite du système Intelsat en orbite au-dessus de l'Océan Atlantique. Il a été confirmé que l'alimentation par cornet cannelé avec réflecteur décalé améliorerait l'efficacité d'ouverture, la température de bruit et les caractéristiques de polarisation croisée.

Antenna di stazione terrestre alimentata da un corno ondulato

Riassunto. Nel presente articolo sono descritte in dettaglio la configurazione e le prestazioni in radio-frequenze dell'antenna della stazione terrestre per satelliti di Leuk, alimentata da una sorgente primaria, la quale è formata di un corno ondulato e di un riflettore sfasato. L'autore descrive anche la tecnologia dei componenti che le sono associati. Con l'ondulazione della parte conica del riflettore a corno, è stato possibile migliorare le caratteristiche d'irradiazione. Studi teorici e pratici concernono le sue prestazioni radioelettriche. L'antenna Cassegrain di 97 piedi è in esercizio dal gennaio 1974 con un satellite di tipo Intelsat in orbita sopra l'Oceano Atlantico. È stato confermato che l'alimentazione mediante corno ondulato con riflettore sfasato migliora l'efficacia d'apertura, la temperatura di rumore e le caratteristiche di polarizzazione incrociata.

1 Einführung

Seit dem Abschluss des ersten kommerziellen Nachrichtensatelliten «Early Bird» (Intelsat I) im Jahre 1965 hat der Fernmeldeverkehr über Satelliten stark zugenommen. Ende 1973 standen 87 Antennen von 69 Bodenstationen in 52 verschiedenen Ländern mit den 5 Intelsat-IV-Satelliten in Verbindung. Über dieses die ganze Erde umspannende Satellitensystem besteht eine grosse Zahl Telefon-, Fernschreib- und Fernsehverbindungen.

Die Nahfeld-Cassegrainantenne mit einem Hornreflektor als Primärquelle wurde bei vielen Bodenstationen eingesetzt. Für den Betrieb und den Unterhalt hat diese Anordnung den Vorteil, dass die Fernmeldegeräte in einer von der Elevation der Antenne unabhängigen Lage montiert werden können. Der Hornreflektor besitzt auch elektrische Vorteile, wie grosse Bandbreite und kleines Rauschen, wegen der ebenen Wellenfront in seiner Öffnungsebene. Deshalb wurde die Nahfeld-Cassegrainantenne [1] verbessert und bei vielen kommerziellen Bodenstationen eingeführt.

Das unsymmetrische Richtdiagramm eines gewöhnlichen Hornreflektors bewirkt jedoch eine Verschlechterung des Flächenwirkungsgrades und der Rauschtemperatur.

Für künftige Systeme, bei denen die gleichen Frequenzen in der orthogonalen Polarisation nochmals verwendet werden, erzeugt der gewöhnliche Hornreflektorstrahler unerwünscht hohe Störkomponenten in der jeweils andern Polarisation.

Auf der andern Seite ergaben sich durch die Verwendung der Dualmode-[2] oder Hybridmodetechnik [3] Verbesserungen in der Strahlungseigenschaft und in der Kreuzpolarisationsentkopplung von Primärstrahlern.

Die erwähnten Verschlechterungen beim gewöhnlichen Hornparabolstrahler können ausgemerzt werden,

1 Introduction

Depuis le lancement mémorable du premier satellite des télécommunications «Early Bird» (Intelsat I), en 1965, le mode de transmission par satellites a connu un essor extrêmement rapide. A la fin de 1973, les 87 antennes de 69 stations terriennes établies dans 52 pays véhiculaient un grand nombre de signaux téléphoniques, télégraphiques et de télévision par l'intermédiaire des cinq satellites Intelsat IV sur orbite, qui font partie du réseau mondial des télécommunications par satellites.

En ce qui concerne le système d'antenne, la plupart des stations terriennes utilisent une antenne Cassegrain à champ proche, c'est-à-dire une configuration dans laquelle un cornet avec réflecteur décalé alimente le réflecteur secondaire et la parabole principale. A l'égard de l'exploitation et de la maintenance, cette solution offre l'avantage d'une disposition des ensembles de communication indépendante de l'angle d'élévation de l'antenne. L'alimentation par cornet et réflecteur décalé est aussi intéressante du point de vue radioélectrique, vu les caractéristiques à large bande et à faible bruit de son ouverture à front d'onde plan. De ce fait, l'antenne Cassegrain à champ proche a été améliorée et adoptée dans de nombreuses stations terriennes commerciales [1]. Cependant, le diagramme de rayonnement asymétrique du cornet avec réflecteur décalé conventionnel présente un rendement d'ouverture amoindri et une température de bruit moins favorable.

Au regard des systèmes futurs avec réutilisation de la fréquence, soit de ceux qui font usage d'une polarisation orthogonale double, le système d'alimentation conventionnel possède des composantes de polarisation croisée importantes et inadmissibles.

D'autre part, l'emploi d'une alimentation en mode double [2] ou en mode hybride [3] a été proposé, en vue de l'amélioration des performances de rayonnement de

wenn das glatte konische Horn durch ein Rillenhorn ersetzt wird.

Vor dem Bau des benötigten Rillenhornreflektors wurden Modelluntersuchungen durchgeführt. Die Rillenhorn-technik erwies sich dabei als grosser Erfolg.

Die Strahlungseigenschaften des Rillenhornreflektors wurden durch theoretische Studien und durch Messungen an einem Horn normaler Grösse bestätigt.

Der Rillenhornreflektor fand Verwendung als Primärquelle für die Cassegrainantenne von 97 Fuss Durchmesser, die 1973 für die Bodenstation Leuk gebaut wurde.

Dieser Bericht beschreibt die Entwicklungsphilosophie, den allgemeinen Aufbau und die Eigenschaften der Cassegrainantenne. Einige Einzelheiten des Rillenhornreflektorstrahlers werden dabei besonders hervorgehoben.

2 Entwicklungsphilosophie des Antennenspeisesystems

Eine Bodenstationsantenne muss neben guten elektrischen Eigenschaften, wie Qualitätsfaktor (G/T), Gewinn und Rauschtemperatur, auch Vorteile für den Betrieb und den Unterhalt aufweisen.

Der Hornreflektor als Primärstrahler einer Nahfeld-Cassegrainantenne vom Typ Joch- und-Turm weist folgende Vorteile auf:

- Die nachrichtentechnischen Geräte können auf einer Plattform montiert werden, die von den Änderungen des Elevationswinkels unabhängig sind.
- Der Cassegrain-Hilfsreflektor befindet sich im Nahfeld des Primärstrahlers. Dies trägt dazu bei, die Antenne breitbandig und rauscharm gestalten zu können.

Der Hornreflektorstrahler wurde wegen dieser Eigenschaft häufig in Nahfeld-Cassegrainantennen verwendet.

Es bestehen jedoch wichtige Probleme bei der Verbesserung der Diagrammsymmetrie. Der gewöhnliche Hornreflektor erzeugt eine grosse Zahl kleiner Schwankungen im Diagramm der E-Ebene. Dies verschlechtert den Flächenwirkungsgrad und die Rauschtemperatur und beschränkt zudem die Wirkung der optimierten Cassegraingeometrie. Die kleine Polarisationsentkopplung dieses Strahlers bringt bei künftigen, doppelt orthogonal polarisierten Übertragungssystemen noch zusätzliche Probleme.

Die Anwendung der Rillentechnologie beim Hornreflektor gestattet, die Strahlungseigenschaften zu verbessern. Die Nahfeld-Cassegrainantenne wird attraktiver, wobei die Vorteile für Betrieb und Unterhalt erhalten bleiben.

Bei der Entwicklung neuer Antennen gilt es besonders auf die Stützkonstruktion für den Hilfsreflektor zu achten. Damit die Kreuzpolarisationsanteile gering bleiben, wurde eine symmetrische Konstruktion mit 4 Stützen gewählt.

Selbstverständlich muss bei gegebenem Durchmesser des Hauptreflektors der maximale Qualitätsfaktor (G/T) erreicht werden und genügend Betriebsreserve vorhanden sein. Der Antennengewinn (Flächenwirkungsgrad) und die Rauschtemperatur waren durch Analyse des Hilfsreflektor-Streufeldes mit Hilfe der elektromagnetischen Beugungstheorie zu optimieren.

la source primaire, compte tenu de la polarisation croisée. Il s'est révélé très efficace, au sens d'un perfectionnement, de remplacer le cornet conventionnel par un cornet cannelé.

Avant d'entreprendre la construction d'un cornet cannelé entier, on en étudia les caractéristiques radioélectriques sur un prototype de dimensions réduites et la solution retenue fut couronnée de succès.

Les caractéristiques de rayonnement du cornet cannelé avec réflecteur décalé furent confirmées par les mesures effectuées sur le type à pleine échelle et par les études théoriques.

Ainsi, le cornet à surface intérieure cannelée constitua la source primaire de l'antenne Cassegrain de 97 pieds construite en 1973 à la station terrienne de Loèche.

Cet article décrit la conception théorique, la configuration générale et les performances de l'antenne et met en lumière certains détails de la source primaire à cornet cannelé et réflecteur décalé.

2 Conception du système d'alimentation d'antenne

Dans le domaine des antennes pour stations terriennes de télécommunication par satellites, il est en général nécessaire d'obtenir non seulement des performances radio-électriques élevées telles qu'un bon rapport G/T, un gain et une température de bruit acceptables, mais aussi d'assurer des conditions d'exploitation et de maintenance favorables.

Le système du cornet avec réflecteur décalé se prête bien à l'alimentation des antennes Cassegrain à champ proche, du type joug et tour, car il possède les caractéristiques suivantes:

- Les ensembles de communication peuvent être installés dans une cabine à plancher horizontal, indépendamment des modifications d'angle d'élévation de l'antenne.
- Le réflecteur secondaire du système Cassegrain se situe dans le champ proche de la source primaire, ce qui améliore la largeur de bande de fréquences radioélectriques et les conditions de bruit.

Pour les raisons qui précèdent, l'alimentation par cornet et réflecteur décalé a été largement adoptée dans le domaine des antennes Cassegrain. Toutefois, il faut mentionner que la question de savoir si la symétrie du diagramme de rayonnement est améliorée peut se poser. Le système à cornet et réflecteur décalé conventionnel présente beaucoup de composantes pulsatoires dans le plan E du diagramme de rayonnement. Ce défaut ne nuit pas seulement à l'efficacité de l'ouverture d'antenne et aux caractéristiques de la température de bruit, mais entrave aussi l'élaboration d'un profil Cassegrain adéquat. De plus, les caractéristiques de polarisation croisée moins bonnes de ce dispositif d'alimentation soulèveront des problèmes sérieux lors de la mise sur pied des systèmes futurs avec réutilisation de la fréquence et polarisation orthogonale double.

Lorsqu'on rainure le cornet pourvu d'un réflecteur décalé, les performances de rayonnement sont sensiblement améliorées et la disposition Cassegrain avec joug et tour devient plus attractive, vu les facilités d'exploitation et de maintenance. En développant le nouveau sys-

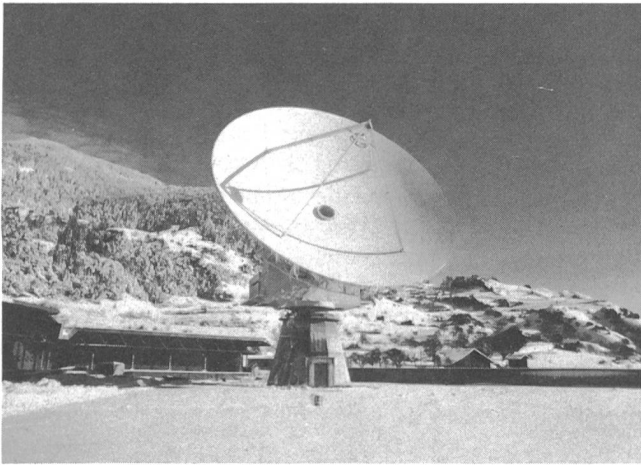


Fig. 1
Antenne der Bodenstation Leuk — Antenne de la station terrestre de Loèche

3 Gestaltung des Speisesystems

31 Allgemeine Gestaltung und Eigenschaften

Vorgängig sind hier die wichtigsten Eigenschaften dieser 97-Fuss-Cassegrainantenne (Fig. 1) aufgeführt.

Primärstrahlungssystem	Rillenhornreflektor (ein optimalisierter Hauptreflektor von hohem Wirkungsgrad wird vorausgesetzt)
Automatische Nachführung	Monopulse, Mode-Nachführungssystem mit breitbandigen Modekopplern von 3,7...4,2 GHz
Durchmesser und F/D	97 Fuss, F/D = 0,36
Oberflächengenauigkeit	$E/D < 4 \cdot 10^{-5}$ (E ist der quadratische Mittelwert der Weglängenfehler infolge Ungenauigkeit der Oberfläche des Hauptreflektors)
Antennendrehstand	Elevation über Azimut
Polarisation	Zirkular
Antriebssystem	Thyristorgesteuerte Elektromotoren, elektrisch gegeneinander verspannt zur Aufhebung der Zahnspiele in den Getrieben
Eigenresonanzfrequenz bei feststehendem Rotor	> 2,2 Hz
Bakenfrequenzwahl	Zwei oder mehr vorab bestimmte Frequenzen können vom Antennensteuerepult aus gewählt werden
Gewinn	> 60,0 dB bei 4 GHz
G/T	> 41,8 dB/K bei 4 GHz und 5° Elevation
Schwenkbereich	Azimut $\pm 170^\circ$, Elevation $0^\circ \dots 92^\circ$

32 Cassegrain-Geometrie

Die Geometrie der Cassegrainantenne wird bestimmt durch eine Optimierungstechnik (leicht verformter

tème d'antenne, il fallut attacher beaucoup de soin à l'infrastructure de soutien du réflecteur secondaire. Cela impliquait un réflecteur secondaire supporté par un quadripode symétrique, eu égard aux produits de polarisation croisée. Il est évident que les caractéristiques G/T les meilleures devaient être atteintes pour le diamètre spécifié du réflecteur principal et qu'il fallait réserver une marge d'exploitation suffisante. Le gain d'antenne (efficacité d'ouverture) et la température de bruit doivent être optimisés par analyse du champ de diffraction du réflecteur secondaire, du point de vue de la théorie de la diffraction électromagnétique.

3 Configuration du système d'alimentation

31 Configuration et performances générales

Avant d'entrer dans les détails de la configuration du système d'alimentation, il est intéressant d'énumérer les caractéristiques de construction de l'antenne Cassegrain de 97 pieds, illustrée par la figure 1.

Système d'alimentation	Cornet cannelé et réflecteur décalé (on a adopté un réflecteur d'une forme de haute efficacité)
Système de poursuite automatique	Par monoimpulsions, système de poursuite avec coupleurs de mode à large bande couvrant la gamme de 3,7 à 4,2 GHz
Diamètre et rapport F/D	97 pieds, F/D = 0,36
Tolérance de surface du réflecteur principal	E/D meilleur que $4 \cdot 10^{-5}$ (E est l'erreur de la longueur du trajet exprimée en valeur rms, due aux tolérances de surface)
Support d'antenne	Mouvement d'élévation superposé au mouvement d'azimut
Polarisation	Circulaire
Système d'entraînement	Entraînement par moteur électrique asservi, rattrapage du jeu par deux éléments
Fréquence naturelle du rotor à l'état bloqué	Supérieure à 2,2 Hz
Sélection des fréquences de balise	Deux ou plus. Les fréquences pré-réglées peuvent être sélectionnées à distance à partir de la console du contrôle de l'antenne
Gain	Supérieur à 60,0 dB à 4,0 GHz
G/T	Meilleur que 41,8 dB/K à 4 GHz pour une élévation de 5°
Latitude de pointage	Azimut: $\pm 170^\circ$ Élévation: $0^\circ \dots 92^\circ$

32 Géométrie Cassegrain

La géométrie Cassegrain de l'antenne de 97 pieds est obtenue par une technique d'optimisation de la forme

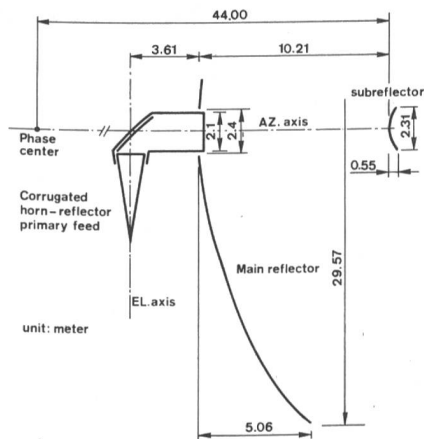


Fig. 2
Cassegrain-Geometrie der 97-Fuss-Antenne — Géométrie Cassegrain de l'antenne de 97 pieds

Phase center — Phasenzentrum — Centre de phase
Corrugated horn-reflector primary feed — Rillenhornreflektor als Primärstrahler — Cornet cannelé (source primaire)
Unit: meter — Einheit: Meter — Unité: le mètre
EL axis — Elevationsaxe — Axe d'élévation
AZ axis — Azimutaxe — Axe d'azimut
Subreflector — Hilfsreflektor — Réflecteur secondaire
Mainreflector — Hauptreflektor — Réflecteur principal

Parabolreflektor) und die Analyse des Hilfsreflektor-Strahlungsfeldes unter Verwendung der Messergebnisse vom Modell 1:0,375 des Primärstrahlungssystems.

Figur 2 zeigt die Geometrie der Cassegrainantenne. Der Hilfsreflektor ist so geformt, dass er das Diagramm der Primärquelle in eine nahezu uniforme Ausleuchtung über die Öffnungsebene des Hauptreflektors erzeugt. Der Abfall des Primärdiagrammes beträgt am Rand des Hilfsreflektors -17 dB. Die dadurch entstehenden Phasenfehler werden durch leichte Korrektur des Hauptreflektors gegenüber der exakten Parabelkurve von $10\,688$ mm Brennpunktdistanz ausgeglichen. Das Phasenzentrum befindet sich 44 m vom Scheitelpunkt des Hilfsreflektors entfernt, so dass Restphasenfehler minimalisiert werden. Dieser Abstand ergab sich aus Messungen des Phasendiagrammes des Rillenhornreflektors.

Der Hilfsreflektor besteht aus glasfaserverstärktem Epoxidharz; die reflektierende Oberfläche wird durch eine Schicht von heiss aufgespritztem Aluminium gebildet.

Zur Verhinderung von Schnee- und Eisansatz können Haupt- und Hilfsreflektor mit seiner Stützkonstruktion elektrisch geheizt werden.

Der Hilfsreflektor wird von 4 Stützen getragen, deren symmetrische Anordnung die Kreuzpolarisationsanteile minimal anregen.

33 Rillenhornreflektor als Primärspesiesystem

Das Primärspesiesystem besteht aus einem konischen Rillenhorn, einem schräg versetzten Parabolreflektor und einem abschirmenden Zylinder.

Die Funktionsweise kann anhand der geometrischen Optik erklärt werden. Figur 3 zeigt den Aufbau des Primärspesiesystems. Das Phasenzentrum des Hornes steht im Brennpunkt der Parabel und die Rotationsachse des Hornes liegt rechtwinklig zur Parabolachse.

du Reflektor und par l'analyse des champs de diffraction du réflecteur secondaire, à l'appui des caractéristiques relevées sur un modèle de source primaire à l'échelle 0,375.

La figure 2 montre la géométrie Cassegrain des antennes de 97 pieds. Le profil du réflecteur secondaire assure une distribution uniforme du rayonnement sur le réflecteur principal pour une technique d'illumination dégradée d'environ -17 dB par rapport à l'angle du réflecteur secondaire. Les erreurs de phase qui en résultent, introduites par la forme du profil, sont supprimées par une légère modification du profil du réflecteur principal; il s'écarte de la courbe parabolique d'une fraction de $10\,688$ mm de la distance focale. Le centre de phase est positionné à 44 m du sommet du réflecteur secondaire, ce qui permet de minimiser l'erreur de phase résiduelle. Cette position est dictée par les résultats de mesure des caractéristiques de phase de l'alimentation par cornet cannelé avec réflecteur décalé.

Le réflecteur secondaire est construit en fibres de verre renforcées par une résine époxy; la surface réfléchissante est recouverte d'une mince couche d'aluminium appliquée à chaud.

On évite les accumulations de neige et la formation de glace par un système de dégivrage électrique monté derrière les panneaux du réflecteur principal ainsi qu'au niveau du réflecteur secondaire et de ses supports.

Le réflecteur secondaire est supporté par un quadrupode dont la symétrie électrique contribue à réduire les produits de polarisation croisée.

33 Cornet cannelé et réflecteur décalé; source primaire

La source primaire comprend un cornet conique cannelé, un réflecteur parabolique décalé et un cylindre écran.

Le principe de fonctionnement peut être expliqué par la géométrie propre à l'optique. La figure 3 montre la configuration de la source primaire. Le sommet du réflecteur conique coïncide avec le foyer de la paraboloïde et l'axe du cornet est perpendiculaire à l'axe de la

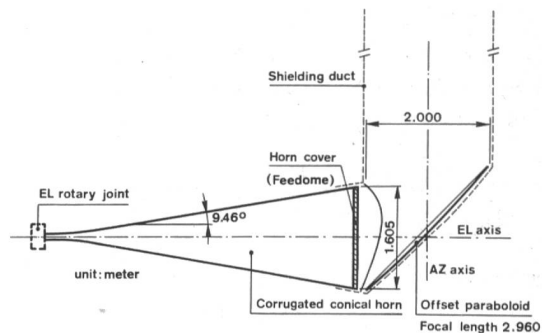


Fig. 3
Anordnung des Rillenhornreflektorstrahlers — Configuration du cornet cannelé

EL rotary joint — Drehkupplung in Elevation — Joint rotatif d'élévation
Unit: meter — Einheit: Meter — Unité: le mètre
Shielding duct — Abschirmender Zylinder — Conduit formant écran
Horn cover (Feedome) — Abdeckung des Horns — Opercule du cornet
Corrugated conical horn — Konisches Rillenhorn — Cornet cannelé
EL axis — Elevationsaxe — Axe d'élévation
AZ axis — Azimutaxe — Axe d'azimut
Offset paraboloid — Schräggestellter Parabolreflektor — Parabole décalée
Focal length — Brennpunkt Abstand — Distance focale

Die Parabolfläche wirkt als Umformung der vom Horn abgestrahlten Kugelwelle in eine ebene Wellenfront in der runden Öffnungsebene des Rillenhornreflektors.

Die Rotationsachse des Hornes und die Elevationsachse der Cassegrainantenne fallen zusammen. Das Rillenhorn ist über eine Drehkupplung mit der Antennenweiche verbunden, die sich in einer von den Elevationsbewegungen unberührten Kabine befindet.

Der abschirmende Zylinder umschliesst sowohl die runde Öffnungsebene als auch den Parabolreflektor des Rillenhornreflektors. Er trägt somit zur niedrigen Rauschtemperatur der Antenne bei.

Das Rillenhorn besteht aus Aluminium, seine Öffnung wird von einer für Radiowellen gut durchlässigen dielektrischen Abdeckung gegen Witterungseinflüsse geschützt. Für die Sauber- und Trockenhaltung dieser Schutzvorrichtung sorgt ein Gebläse. Zur Verhinderung von Schnee- und Eisansatz am Parabolreflektor sind auf dessen Rückseite elektrische Heizelemente aufgeklebt.

34 Antennenweiche

Bei der Entwicklung der Antennenweiche waren folgende Kriterien zu beachten:

- Die Bakenfrequenz für die automatische Antennennachführung kann irgendwo im Empfangsband liegen.
- Die automatische Nachführung verwendet zirkulare Polarisation.
- Die Durchlassdämpfung der Weiche im Empfangsband muss so klein als möglich sein, damit der Qualitätsfaktor (G/T) nicht beeinträchtigt wird.

Die Antennenweiche besteht aus einem Mode-Koppler, einem Polarisator und einer Zweiwegantenne mit einem Tiefpassfilter im Empfangspfad. Dieser Aufbau ist durch das 2-Kanal-Monopulse-Mode-Nachführungssystem gegeben, bei welchem ein breitbandiger TM_{01} -Mode-Koppler zur Erzeugung des Fehlersignales verwendet wird. *Figur 4* zeigt den schematischen Aufbau der Antennenweiche, und in *Tabelle 1* sind ihre elektrischen Eigenschaften aufgeführt.

4 Analyse des Rillenhornreflektors

41 Einführung

Das Strahlungsdiagramm des Rillenhornreflektors kann durch Anwendung der Kirchhoffschen Näherung

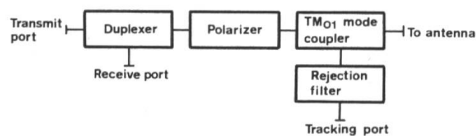


Fig. 4 Blockdiagramm der Antennenweiche – Schéma-bloc de l'ensemble d'alimentation combiné

Transmit port – Anschlussflansch für Sendeband – Connexion de transmission

Duplexer – Zweiwegantenne – Duplexeur

Receive port – Anschlussflansch für Empfangsband – Connexion de reception

Polarizer – Polarisator – Polarisateur

Mode coupler – Mode-Koppler – Coupleur de mode

Rejection filter – Tiefpassfilter – Filtre de rejection

Tracking port – Anschlussflansch für Nachführepfänger – Connexion de traquage

To antenna – Zur Antenne – Vers l'antenne

parabole. Le réflecteur parabolique a l'effet d'un correcteur de phase pour le front d'onde sphérique divergent provenant du cornet conique, si bien que l'onde apparaissant à l'ouverture circulaire a un front d'onde plan.

L'alimentation primaire tourne avec les réflecteurs Cassegrain autour de l'axe conique, en coïncidence avec l'axe d'élévation de l'antenne. Le cornet conique à surface intérieure cannelée est connecté à l'alimentation composite du poste stationnaire par l'intermédiaire du joint rotatif d'élévation.

Le cylindre écran entoure l'ouverture circulaire, le réflecteur parabolique décalé et l'ouverture du cornet cannelé, contribuant ainsi à l'amélioration des caractéristiques de faible bruit.

Le cornet cannelé fabriqué en aluminium est recouvert d'un radôme, qui est une feuille diélectrique transparente aux ondes radioélectriques. Afin de maintenir la surface intérieure du cornet d'alimentation propre et sèche, on a prévu un ventilateur d'assèchement. Derrière les panneaux du réflecteur parabolique décalé, des éléments chauffants de dégivrage évitent l'accumulation de neige et la formation de glace.

34 Alimentation composite

L'alimentation composite doit être conçue selon les critères suivants:

- La fréquence de balise peut être allouée à n'importe laquelle des fréquences se trouvant à l'intérieur de la bande de réception.
- Pour le système de poursuite automatique, on utilise la polarisation circulaire.
- La perte d'insertion due à l'alimentation composite doit être minimisée pour qu'on obtienne un bon rapport G/T.

L'alimentation composite est formée d'un coupleur de mode, d'un polariseur et d'un duplexeur avec filtre de réjection. Elle est caractérisée par le système de poursuite à deux canaux en mode monoimpulsion, utilisant le coupleur à large bande TM_{01} en tant que dispositif de contrôle de l'erreur du signal de traquage. La *figure 4* montre un schéma-bloc de l'alimentation composite et le *tableau 1* en résume les performances.

Tabelle 1. Eigenschaften der verbesserten Speiseeinheit
Tableau I. Caractéristiques d'alimentation composite améliorée

Frequenzband – Bande de fréquences Eigenschaft – Performance	Empfangsband – Bande de réception	Sendeband – Bande d'émission
Durchlassdämpfung – Perte d'insertion	< 0,15 dB	< 0,15 dB
VSWR	< 1,2	< 1,3
Achsverhältnis (Zirkulare Polarisation) – Rapport axial (polarisation circulaire)	< 2 dB	< 2 dB
Dämpfung zwischen Sende- und Empfangsanschlussflansch, bei 6 GHz – Isolation entre connexions de réception et d'émission à 6 GHz		> 80 dB
Dämpfung zwischen Sende- und Nachführanschlussflansch – Isolation entre connexion d'émission et connexion différentielle		> 80 dB

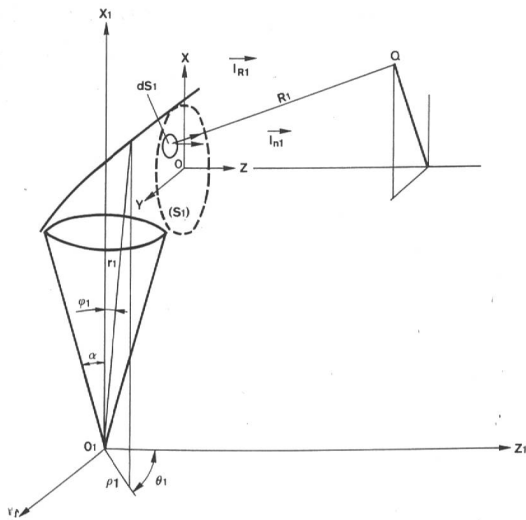


Fig. 5
Koordinaten des konischen Rillenhornreflektors — Coordonnées du cornet réflecteur cannelé

auf die Feldverteilung in der Öffnungsfläche berechnet werden, die vom Hybrid-Mode des Rillenhohlleiters angeregt wird. Theoretische Berechnungen und Modelluntersuchungen wurden durch Messungen an einem Rillenhornreflektor normaler Größe bestätigt.

Der Vergleich dieser Ergebnisse mit jenen eines gewöhnlichen Hornreflektors zeigt, dass die elektrischen Eigenschaften des Rillenhornes den Anforderungen an eine Primärstrahlungsquelle für eine Nahfeld-Cassegrainantenne viel näher kommen.

42 Strahlungsberechnung

Das Strahlungsdiagramm des Rillenhornreflektors kann durch Anwendung der Kirchhoffschen Näherung auf die Referenzebene S_1 berechnet werden. Für das elektrische Feld \vec{E}_{s1} , im Beobachtungspunkt Q auf Figur 5, kann folgender Ansatz gemacht werden [4]:

$$\vec{E}_{s1} = \frac{j}{2\lambda} \iint_{(S_1)} [\vec{E}_{a1}(1 + \vec{T}_{n1} \cdot \vec{T}_{R1}) - (\vec{E}_{a1} \cdot \vec{T}_{R1}) (\vec{T}_{n1} + \vec{T}_{R1})] \cdot \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} dS_1 \quad (1)$$

wobei k die Wellenzahl im freien Raum ist.

Wenn $(\vec{E}_{a1})_x$ und $(\vec{E}_{a1})_y$ die Komponenten in der Öffnungsebene sind, dann gilt für die Komponenten $(\vec{E}_{s1})_x$ und $(\vec{E}_{s1})_y$ im Punkt Q folgendes:

$$\begin{bmatrix} (\vec{E}_{s1})_x \\ (\vec{E}_{s1})_y \end{bmatrix} = \frac{j}{2\lambda} \iint_{S_1} \begin{bmatrix} (\vec{E}_{a1})_x \\ (\vec{E}_{a1})_y \end{bmatrix} \cdot F_1(x, y, X_1, Y_1, Z_1) dS_1, \quad (2)$$

wobei

$$F(x, y, X_1, Y_1, Z_1) = \frac{e^{-jkZ_1}}{Z_1} \cdot e^{-jk(x^2 + y^2)} \cdot e^{-jk(x^2 + y^2)/2Z_1} \cdot e^{jk(xX_1 + yY_1)/Z_1} \quad (3)$$

$$x = 2fp \cos \eta - 2f(\sqrt{p_0^2 + 1} - \sqrt{p^2 + 1}), \quad y = 2fp \sin \eta \quad (4)$$

4 Analyse du cornet cannelé et réflecteur décalé

41 Introduction

Dans ce qui suit, on décrit les études théoriques et expérimentales qui ont été faites au sujet du cornet réflecteur à surface intérieure cannelée. On peut obtenir les caractéristiques de rayonnement du cornet réflecteur à surface intérieure cannelée en appliquant l'approximation de Kirchhoff à l'ouverture excitée en mode hybride d'un guide d'onde à surface intérieure cannelée. Les mesures à pleine échelle qui ont été réalisées en usine ont permis de vérifier les résultats obtenus sur un modèle et les analyses théoriques.

Les caractéristiques primaires du cornet cannelé et réflecteur décalé sont comparées avec le système d'alimentation conventionnel. Ces études montrent que les techniques avec cornet cannelé améliorent les performances radioélectriques; cette alimentation primaire étant hautement souhaitable pour les antennes Cassegrain à champ rapproché.

42 Calcul du rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement d'un cornet cannelé avec réflecteur décalé peuvent être calculées par application de l'approximation de Kirchhoff à l'ouverture de référence S_1 . Conformément à la figure 5, le champ électrique \vec{E}_{s1} tel qu'il est observé au point Q, est donné par ce qui suit [4]:

$$\vec{E}_{s1} = \frac{j}{2\lambda} \iint_{(S_1)} [\vec{E}_{a1}(1 + \vec{T}_{n1} \cdot \vec{T}_{R1}) - (\vec{E}_{a1} \cdot \vec{T}_{R1}) (\vec{T}_{n1} + \vec{T}_{R1})] \cdot \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} dS_1 \quad (1)$$

où k est le nombre de longueurs d'onde dans l'espace libre.

Si $(\vec{E}_{a1})_x$ et $(\vec{E}_{a1})_y$ sont les composantes d'ouverture, les composantes $(\vec{E}_{s1})_x$ et $(\vec{E}_{s1})_y$ au point Q sont les suivantes:

$$\begin{bmatrix} (\vec{E}_{s1})_x \\ (\vec{E}_{s1})_y \end{bmatrix} = \frac{j}{2\lambda} \iint_{S_1} \begin{bmatrix} (\vec{E}_{a1})_x \\ (\vec{E}_{a1})_y \end{bmatrix} \cdot F_1(x, y, X_1, Y_1, Z_1) dS_1, \quad (2)$$

où

$$F(x, y, X_1, Y_1, Z_1) = \frac{e^{-jkZ_1}}{Z_1} \cdot e^{-jk(x^2 + y^2)} \cdot e^{-jk(x^2 + y^2)/2Z_1} \cdot e^{jk(xX_1 + yY_1)/Z_1} \quad (3)$$

$$x = 2fp \cos \eta - 2f(\sqrt{p_0^2 + 1} - \sqrt{p^2 + 1}), \quad y = 2fp \sin \eta \quad (4)$$

$$\tan \eta = \sin \Theta_1 \cos \phi_1 / (\cos \Theta_1 - \sin \phi_1) \quad (5)$$

$$dS_1 = (2f)^2 p \left(1 + \frac{p}{\sqrt{p^2 + 1}} \cos \eta \right) dp d\eta \quad (6)$$

$$p = \tan \phi_1, \quad p_0 = \tan \alpha \quad (7)$$

$$\tan \eta = \sin \Theta_1 \cos \varphi_1 / (\cos \Theta_1 - \sin \varphi_1) \quad (5)$$

$$dS_1 = (2f)^2 \rho \left(1 + \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 + 1}} \cos \eta \right) d\rho d\eta \quad (6)$$

$$\rho = \tan \varphi_1, \rho_0 = \tan \alpha \quad (7)$$

Beim Rillenhornreflektor werden die polaren Feldkomponenten des runden Rillenhohlleiters durch den Parabolreflektor gleichförmig in die entsprechenden bipolaren Komponenten in der Öffnungsebene umgewandelt. Betrachtet man die unterschiedlichen Weglängen und die damit verbundenen Dämpfungsunterschiede, so erhält man [5]:

$$(\vec{E}_{a1})_x = \frac{2f}{r_1} (E_{\rho 1} \cos \eta + E_{\Theta 1} \sin \eta) \quad (8)$$

$$(\vec{E}_{a1})_y = \frac{2f}{r_1} (E_{\rho 1} \sin \eta - E_{\Theta 1} \cos \eta) \quad (9)$$

In dieser Formel ist f die Brennpunktsdistanz des Parabolreflektors und α der halbe Abstrahlwinkel des konischen Hornes. $E_{\rho 1}$ und $E_{\Theta 1}$ sind als radiale und umlaufende Feldkomponenten des dominierenden Hybrid-Mode des runden Rillenhohlleiters gegeben. Es wird dabei vorausgesetzt, dass die Rillentiefe und -breite genügend klein sind, bezogen auf die Wellenlänge im freien Raum, und dass höhere Modi innerhalb der Rillen vernachlässigt werden können [6].

$$E_{\rho 1} = E_0 \left\{ J_1'(\sigma \rho_1) + t \sigma b \frac{J_1(\sigma \rho_1)}{\sigma \rho_1} \right\} \begin{pmatrix} \cos \Theta_1 \\ \sin \Theta_1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$E_{\Theta 1} = E_0 \left\{ \frac{J_1(\sigma \rho_1)}{\sigma \rho_1} + t \sigma b J_1'(\sigma \rho_1) \right\} \begin{pmatrix} -\sin \Theta_1 \\ \cos \Theta_1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

wobei
$$t = -\frac{J_1'(\sigma b)}{J_1(\sigma b)} \quad (12)$$

σb ist gegeben durch die Gleichung für die Hybride in einem Rillenhohlleiter.

Für die Berechnung gewöhnlicher Hornreflektoren kann in den Gleichungen (10) und (11) $t=0$ eingesetzt werden, was gleichbedeutend ist mit $\sigma b = 1,841$.

Die Strahlungsdiagramme des Hornreflektorstrahlers wurden für gleiche und gekreuzte Polarisation gemäss der Anordnung in Figur 3 numerisch bestimmt.

Die berechneten Diagramme in der Nähe des Hilfsreflektors bei 3,950 und 6,175 GHz sind in den Figuren 6 und 7 im Vergleich mit den Kurven des gewöhnlichen Hornreflektors dargestellt.

Figur 6 zeigt die Diagramme bei gleicher Polarisation; man sieht, dass die Symmetrie durch die Rillen stark verbessert wurde.

Figur 7 zeigt die Diagramme bei gekreuzter Polarisation. Das Maximum liegt 28 dB tiefer als jenes bei glei-

Après réflexion par la parabole décalée, les composantes de champ polaire du guide d'onde circulaire à surface intérieure cannelée sont transformées en composantes bipolaires correspondantes dans le plan d'ouverture.

Si l'on considère l'atténuation due aux différences de longueur du trajet, les composantes sont les suivantes [5]:

$$(\vec{E}_{a1})_x = \frac{2f}{r_1} (E_{\rho 1} \cos \eta + E_{\Theta 1} \sin \eta) \quad (8)$$

$$(\vec{E}_{a1})_y = \frac{2f}{r_1} (E_{\rho 1} \sin \eta - E_{\Theta 1} \cos \eta) \quad (9)$$

Dans les équations qui précèdent, f est la distance focale du réflecteur parabolique décalé et α la moitié de l'angle solide du cornet conique.

Dans les équations qui suivent, $E_{\rho 1}$ et $E_{\Theta 1}$ sont données en tant que composantes de champ radial et de champ circulaire du mode dominant hybride dans un guide d'onde circulaire à surface intérieure cannelée, dans l'hypothèse que le pas et les dents de la cannelure du guide d'onde circulaire soient suffisamment petits comparés à la longueur d'onde dans l'espace libre et que les harmoniques d'espace et de mode plus élevé à l'intérieur de la cannelure puissent être négligés [6].

$$E_{\rho 1} = E_0 \left\{ J_1'(\sigma \rho_1) + t \sigma b \frac{J_1(\sigma \rho_1)}{\sigma \rho_1} \right\} \begin{pmatrix} \cos \Theta_1 \\ \sin \Theta_1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

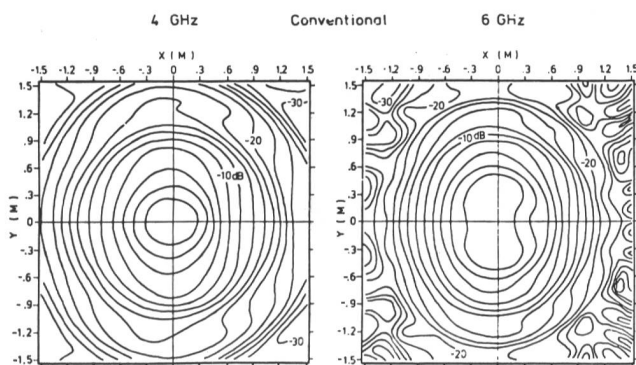
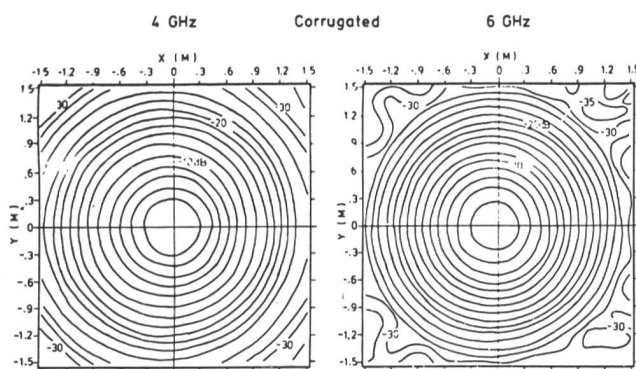


Fig. 6
Strahlungsdiagramm des konischen Rillenhornreflektors (berechnet, gleiche Polarisation) — Diagramme de rayonnement d'un cornet (selon calculs, co-polarisation)
Corrugated — Rillenhorn — Cannelé
Conventional — Glattes Horn — Classique

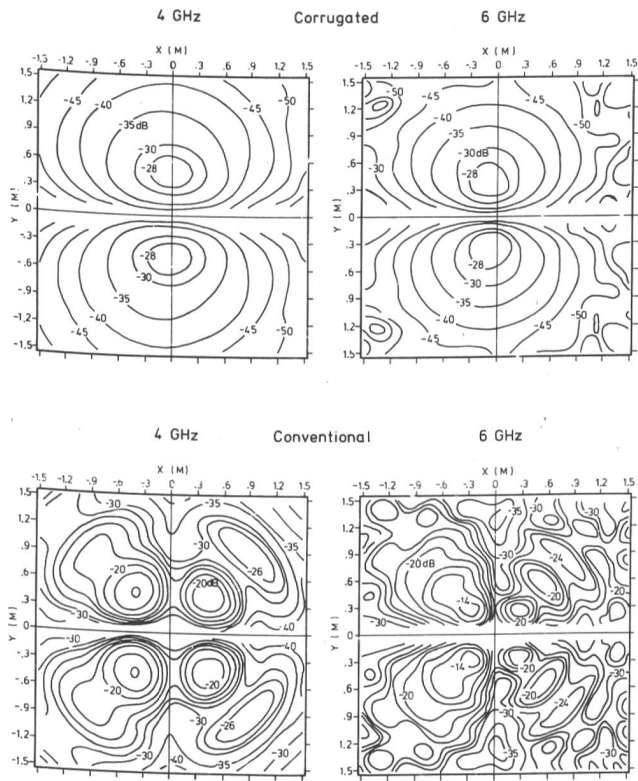


Fig. 7
Strahlungsdiagramm des konischen Rillenhornreflektors (berechnet, gekreuzte Polarisation) — Diagramme de rayonnement d'un cornet (selon calculs, polarisation croisée)
Corrugated — Rillenhorn — Cannelé
Conventional — Glattes Horn — Classique

cher Polarisation, was eine Verbesserung von mehr als 10 dB gegenüber einem gewöhnlichen Horn ohne Rillen ergibt.

43 Messung des Strahlungsdiagrammes

Es wurde ein Rillenhornreflektor in normaler Grösse gebaut, um die Eigenschaften der Cassegrainantenne zu bestätigen, die anhand von Modelluntersuchungen und theoretischen Berechnungen vorausgesagt wurden. *Figur 8* zeigt den praktischen Aufbau dieser Messanlage im Fabrikareal.

Figur 9 gibt die gemessenen Strahlungsdiagramme des Rillenhornreflektors wieder. Diese Werte stimmten

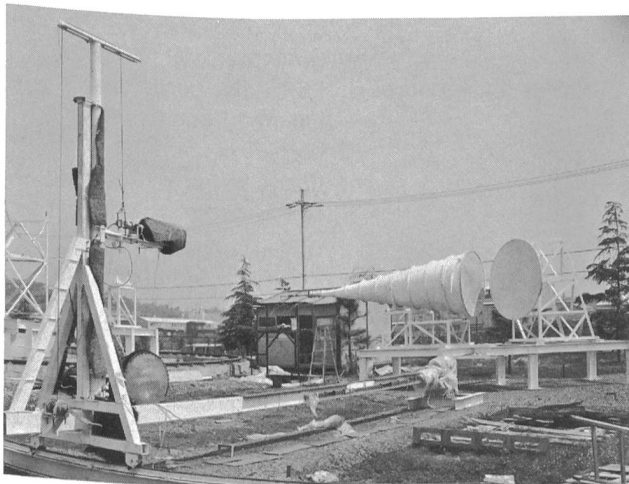


Fig. 8
Versuchsaufbau in normaler Grösse — Dispositif d'essai en grandeur réelle

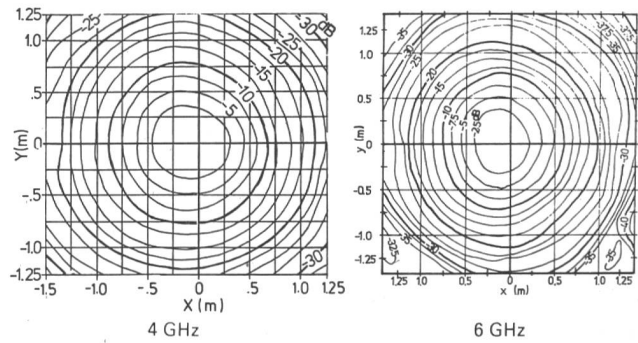


Fig. 9
Gemessenes Amplitudendiagramm — Diagramme d'amplitude selon mesures

$$E_{\Theta_1} = E_0 \left\{ \frac{J_1(\sigma \rho_1)}{\sigma \rho_1} + t \sigma b J_1'(\sigma \rho_1) \right\} \begin{pmatrix} -\sin \Theta_1 \\ \cos \Theta_1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\text{ou} \quad t = -\frac{J_1'(\sigma b)}{J_1(\sigma b)} \quad (12)$$

et σb est donné par l'équation caractéristique du mode hybride dans un guide d'onde à surface intérieure cannelée.

Pour le calcul d'un système conventionnel, la valeur de $t=0$ peut être introduite dans les équations (10) et (11), à savoir que $\sigma b=1,841$ est introduit.

Les diagrammes de rayonnement concernant la polarisation identique et la polarisation croisée du cornet réflecteur ont été calculés numériquement conformément à la configuration montrée à la figure 3.

Les caractéristiques calculées près du réflecteur secondaire à 3,950 GHz et 6,175 GHz sont montrées dans les figures 6 et 7 et le cornet cannelé est comparé au système conventionnel.

La *figure 6* montre les diagrammes de rayonnement concernant la polarisation identique et indique que la symétrie du faisceau est améliorée par la cannelure du cornet conique. La *figure 7* montre les diagrammes de rayonnement concernant la polarisation croisée et indique que le maximum de rayonnement du faisceau à polarisation croisée est à peu près 28 dB en dessous de la pointe de polarisation identique, ce qui signifie une amélioration de plus de 10 dB, grâce à la technique d'adjonction de cannelures.

43 Mesure du rayonnement

On a construit un cornet cannelé avec réflecteur décalé en grandeur réelle dans le dessein de vérifier les performances d'antenne Cassegrain estimées selon le modèle à l'échelle et les analyses théoriques. La *figure 8* montre le dispositif d'essai en usine.

La *figure 9* montre les diagrammes de rayonnement mesurés. La coïncidence entre les valeurs calculées et les mesures s'est révélée excellente.

Les diagrammes de phase (mesures comparées aux résultats selon calculs) sont représentés à la *figure 10*. A partir de ces mesures faites sur un cornet aux dimensions réelles, on a pu confirmer qu'il était satisfait aux performances radioélectriques de l'antenne de 97 pieds exécutée selon le modèle d'essai.

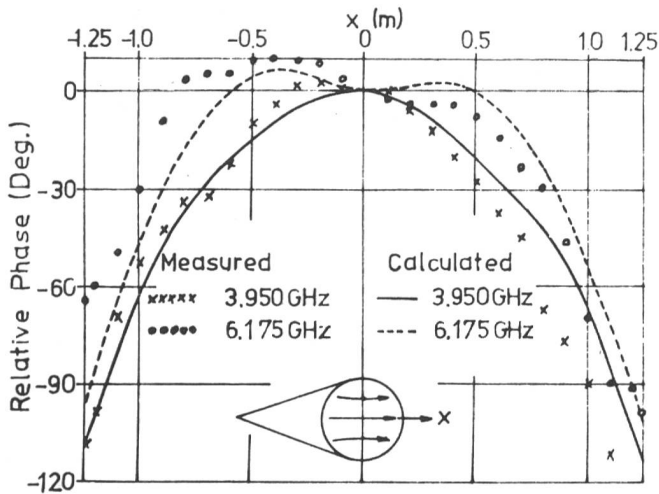


Fig. 10
Phasendiagramm — Diagramme de phase
Measured — Gemessen — Selon mesures
Calculated — Berechnet — Selon calculs
Relative phase (deg.) — Relative Phase (in Graden) — Phase relative (degrés)

gut mit den berechneten überein. Gemäss *Figur 10* stimmen auch die gemessenen Phasenbeziehungen gut mit den berechneten überein.

Die Messungen am Hornreflektor normaler Grösse bestätigten, dass man die elektrischen Eigenschaften der 97-Fuss-Antenne anhand der Modellstudien genügend gut voraussagen kann.

5 Berechnung der Antenneneigenschaften

51 Berechnung des Antennenwirkungsgrades

Der Gewinn einer Flächenantenne ist als Funktion der Antennenstrahlungsfläche und deren Wirkungsgrad definiert:

$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (13)$$

Dabei ist A die Fläche der Strahlungsebene, η der totale Antennenwirkungsgrad und λ die Wellenlänge.

Eine genaue Berechnung von η ist ziemlich kompliziert, jedoch genügt es für die meisten praktischen Fälle η wie folgt als Produkt zu definieren:

$$\eta = \eta_{ill} \cdot \eta_{sm} \cdot \eta_{ss} \cdot \eta_B \cdot \eta_{tol} \cdot \eta_P \cdot \eta_C \cdot \eta_L \cdot \eta_D \quad (14)$$

Die einzelnen Faktoren bedeuten:

η_{ill}	Amplituden-Ausleuchtung	Gleichheit der Ausleuchtung über die Antennenöffnungsebene
η_{sm}	Überstrahlung am Hauptreflektor	Die über den Hauptreflektorrand überstrahlte Energie
η_{ss}	Überstrahlung am Hilfsreflektor	Die am Hilfsreflektor vorbeigestrahlte Energie
η_B	Abschattung und Streustrahlung	Abschattung der Antennenoberfläche durch den Hilfsreflektor und dessen Stützkonstruktion
η_{tol}	Oberflächengenauigkeit	Verluste durch Ungenauigkeiten an Haupt-, Hilfs- und Primärreflektor

5 Estimation des performances de l'antenne

51 Estimation de l'efficacité de l'antenne

Le gain G de l'ouverture d'antenne est défini en tant que fonction de la surface d'ouverture et de sa performance; il s'exprime par

$$G = \eta \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (13)$$

où A est la surface du plan coupant l'ouverture d'antenne, η l'efficacité d'antenne totale et λ la longueur d'onde.

Des calculs précis de η sont assez compliqués, mais pour la plupart des usages pratiques, il est suffisant d'exprimer η par le produit suivant:

$$\eta = \eta_{ill} \cdot \eta_{sm} \cdot \eta_{ss} \cdot \eta_B \cdot \eta_{tol} \cdot \eta_P \cdot \eta_C \cdot \eta_L \cdot \eta_D \quad (14)$$

Définition des facteurs:

η_{ill}	Illumination en amplitude	Uniformité de l'illumination sur toute l'ouverture d'antenne (réflecteur principal)
η_{sm}	Diffraction (spillover) sur le réflecteur principal	Quantité d'énergie qui débord du réflecteur principal
η_{ss}	Diffraction (spillover) sur le réflecteur secondaire	Quantité d'énergie qui débord du réflecteur secondaire
η_B	Blocage et dispersion	Effet d'ombre produit par rapport à l'ouverture d'antenne par le réflecteur secondaire et ses supports
η_{tol}	Tolérance de surface	Perte due à l'irrégularité de la surface du réflecteur principal, du réflecteur secondaire et du réflecteur primaire
η_P	Erreur de phase primaire	Perte due à l'erreur de phase résiduelle de l'alimentation primaire
η_C	Polarisation croisée	Energie contenue dans les composantes de polarisation croisée dérivée de l'imperfection de l'alimentation composite et de la structure géométrique du réflecteur
η_L	Pertes d'alimentation	Perte de cuivre totale de l'alimentation composite, perte diélectrique du radôme et perte de transmission du cornet à surface intérieure cannelée
η_D	Perte par diffraction du cornet à surface intérieure cannelée	Perte par couplage du cornet cannelé au réflecteur parabolique décalé

En vue d'analyser l'efficacité de l'antenne, il est nécessaire de calculer la distribution d'illumination dans l'ouverture du réflecteur principal.

A cet effet, il est indispensable d'analyser le champ de diffraction du réflecteur secondaire, en se fondant sur la théorie électromagnétique de diffraction.

η_P Primärphasenfehler	Verluste durch Restphasenfehler der Primärstrahlungsquelle
η_C Kreuzpolarisation	Energieanteil in der Kreuzpolarisation, verursacht durch Unvollständigkeiten der Speiseeinheit und der Reflektoren
η_L Verluste im Speisesystem	Gesamte Ohmsche Verluste der Speiseeinheit, dielektrische Verluste in der Hornabdeckung und Durchgangsverluste im Rillenhorn
η_D Streustrahlungsverluste des Rillenhornes	Kopplungsverluste zwischen Rillenhorn und parabolischem Primärreflektor

Zur Analyse des Antennenwirkungsgrades ist die Verteilung der Ausleuchtung über die Öffnungsebene zu berechnen. Dazu ist es unerlässlich, das Beugungsfeld des Hilfsreflektors aus der Sicht der elektromagnetischen Beugungstheorie zu analysieren.

Das Streustrahlungsdiagramm des Hilfsreflektors wird anhand einer Technik analysiert, die die Vektor-Beugungstheorie einbezieht. Sie heisst Stromverteilungsmethode.

Zur Integration des induzierten Stromes am Hilfsreflektor wird vorausgesetzt:

- Der Durchmesser des Hilfsreflektors beträgt einige Wellenlängen.
- Einheitsflächen auf dem Hilfsreflektor sind örtlich eben.
- Es besteht keine gegenseitige Beeinflussung zwischen Hilfsreflektor und Primärstrahlungsquelle.

Figur 11 zeigt den Hilfsreflektor, die Koordinaten und Vektorbeziehungen, wie sie bei der Analyse verwendet wurden.

Unter der Voraussetzung, dass das System rotations-symmetrisch ist, kann das Streufeld des Hilfsreflektors für den Beobachtungspunkt R wie folgt angesetzt werden:

$$\vec{E}_s = -j \frac{\omega \mu}{2\pi} \iint_S [(\vec{T}_n \times \vec{H}_i) - \{(\vec{T}_n \times \vec{H}_i) \cdot \vec{T}_{nr}\} \vec{T}_{nr}] \cdot \frac{\exp(-jkR_2)}{R_2} \sqrt{1 + \left(\frac{dr_2}{r_2 d\Theta_2}\right)^2} r_2^2 \sin \Theta_2 d\Theta_2 d\varphi_2 \quad (15)$$

Das auf den Hilfsfaktor einfallende elektrische Feld \vec{E}_i wird beschrieben durch

$$\vec{E}_i = \left\{ E_E(\Theta_1) \cos \varphi_1 \vec{T}_{\Theta_1} - E_H(\Theta_1) \sin \varphi_1 \vec{T}_{\varphi_1} \right\} \cdot \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} \quad (16)$$

wobei $E_E(\Theta_1)$ und $E_H(\Theta_1)$ die Strahlungsdiagramme des Primärstrahlers in der E- beziehungsweise der H-Ebene sind.

Ausgehend vom gemessenen Diagramm des Rillenhornreflektors wurde nach der bereits erwähnten Beu-

Les caractéristiques de dispersion du réflecteur secondaire d'une forme typique sont analysées au moyen d'une technique faisant usage de la théorie de diffraction des vecteurs. On parle de la méthode de distribution des courants.

En vue d'intégrer le courant induit sur le réflecteur secondaire, on suppose ce qui suit:

- Le diamètre du réflecteur secondaire est plusieurs fois supérieur à la longueur d'onde.
- Les surfaces unitaires du réflecteur secondaire sont planes.
- Il n'y a pas d'interaction entre le système d'alimentation primaire et le réflecteur secondaire.

La figure 11 montre le réflecteur secondaire, les coordonnées et les notations vectorielles utilisées pour cette analyse. Si l'on admet que le système est à rotation symétrique, le champ de dispersion du réflecteur secondaire, à un point d'observation R, s'exprime par:

$$\vec{E}_s = -j \frac{\omega \mu}{2\pi} \iint_S [(\vec{T}_n \times \vec{H}_i) - \{(\vec{T}_n \times \vec{H}_i) \cdot \vec{T}_{nr}\} \vec{T}_{nr}] \cdot \frac{\exp(-jkR_2)}{R_2} \sqrt{1 + \left(\frac{dr_2}{r_2 d\Theta_2}\right)^2} r_2^2 \sin \Theta_2 d\Theta_2 d\varphi_2 \quad (15)$$

Le champ électrique incident \vec{E}_i sur le réflecteur secondaire est exprimé par:

$$\vec{E}_i = \left\{ E_E(\Theta_1) \cos \varphi_1 \vec{T}_{\Theta_1} - E_H(\Theta_1) \sin \varphi_1 \vec{T}_{\varphi_1} \right\} \cdot \frac{\exp(-jkr_1)}{r_1} \quad (16)$$

où $E_E(\Theta_1)$ et $E_H(\Theta_1)$ sont les diagrammes de rayonnement du système d'alimentation primaire sur les plans E et H respectivement.

A partir des caractéristiques mesurées du cornet cannelé avec réflecteur décalé de la source primaire, la distribution du champ par rapport à l'ouverture d'antenne a été calculée au moyen de la théorie de diffraction susmentionnée.

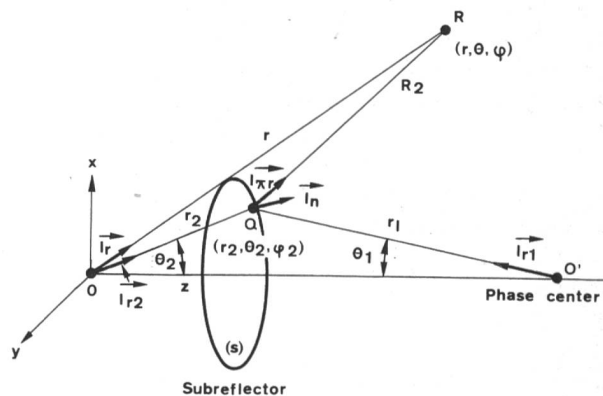


Fig. 11
Koordination zur Berechnung des Streustrahlungsdiagrammes –
Système de coordonnées pour le calcul du diagramme de dispersion
Subreflector – Hilfsreflektor – Réflecteur secondaire
Phase center – Phasenzentrum – Centre de phase

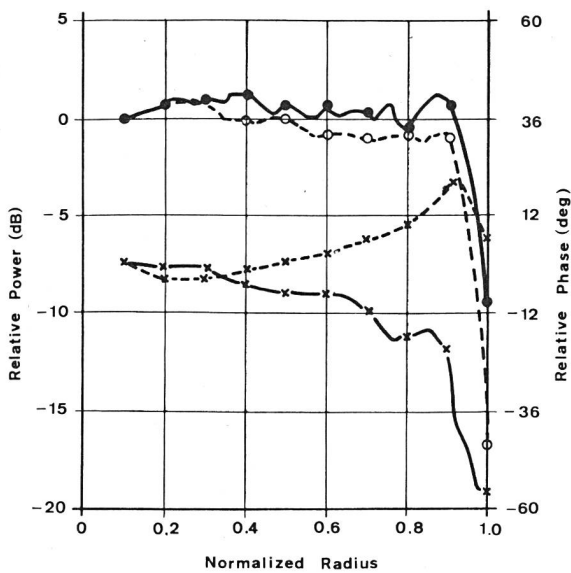


Fig. 12
Feldverteilung in der Öffnungsebene — Distribution du champ dans l'ouverture
 - - - - - Amplitude } 4 GHz
 - x - x Phase }
 - - o - - Amplitude } 6 GHz
 - - x - x Phase }
 Relative power (dB) — Relative Leistung — Puissance relative
 Normalized radius — Normierter Radius — Rayon normalisé
 Relative phase (deg.) — Relative Phase (in Graden) — Phase relative (degrés)

gungstheorie die Feldverteilung in der Antennenöffnungsebene berechnet.

Figur 12 zeigt den wirklichen, mit der Beugungstheorie berechneten Amplituden- und Phasenverlauf in der Öffnungsebene.

Aus der Feldverteilung in der Öffnungsebene können der Ausleuchtungswirkungsgrad, die Überstrahlung des Hauptreflektors, die Phasenfehler der Primärquelle und die Abschattung ziemlich gut abgeschätzt werden.

Tabelle II enthält den nach dieser Methode geschätzten Antennenwirkungsgrad.

52 Berechnung der Antennenrauschtemperatur

Die Antennenrauschtemperatur T_A wird in zwei Kategorien unterteilt. Die eine umfasst das sogenannte externe Rauschen, das von der Antenne als thermisches Rauschen aufgenommen wird. Es sind dies Himmelsrauschen (galaktisches Rauschen), atmosphärisches Rauschen (Sauerstoff- und Wasserdampfabsorption) und Bodenrauschen. Die andere Kategorie umfasst das Rauschen als Folge der Dämpfung im Speisesystem der Antenne (Ohmsche Verluste). Sie werden als T_{EX} und T_L definiert.

Innerhalb der Atmosphäre vorhandener Sauerstoff und Wasserdampf schwächen die Radiowellen. Die Atmosphäre wirkt als Mikrowellenattenuator. Dieses Phänomen wird als atmosphärische Absorption bezeichnet [7].

Die scheinbare Temperatur von glatter und rauher Erdoberfläche wurde von S. N. C. Chen und W. H. Peake berechnet [8]. Das Bodenrauschen wird durch Abstrahlung verursacht, und die Berechnung stützt sich auf Messungen der komplexen Dielektrizitätskonstante der Erdoberfläche. Diese hängt von der Bodenbeschaffen-

La figure 12 montre la distribution du champ dans l'ouverture en amplitude et en phase, d'après la théorie de diffraction.

A partir de la distribution du champ sur l'ouverture, les facteurs d'efficacité tels que l'efficacité d'illumination, l'énergie qui déborde (spillover) du réflecteur principal, l'erreur de phase primaire et l'efficacité de blocage peuvent être facilement estimés.

Le tableau II représente l'efficacité d'antenne estimée selon la méthode susmentionnée.

52 Estimation de la température de bruit de l'antenne

La température de bruit d'antenne T_A relève de deux catégories. L'une d'entre elles est le bruit, appelé «bruit extérieur», que l'antenne recueille à partir du bruit thermique, c'est-à-dire un bruit interstellaire, bruit atmosphérique (absorption d'oxygène et de vapeur d'eau) et bruit de sol. L'autre bruit est dû à la perte d'alimentation d'antenne. Ces catégories sont définies par T_{EX} et T_L respectivement.

En région atmosphérique, l'oxygène et la vapeur d'eau atténuent les ondes radioélectriques. L'atmosphère agit comme un atténuateur de micro-ondes. Ce phénomène est appelé absorption atmosphérique [7].

D'autre part, les températures apparentes en terrain plat et accidenté ont été calculées par S.N.C. Chen et W.H. Peake [8]. Le bruit de sol dû à l'émissivité et l'esti-

Tabelle II. Berechneter Antennenwirkungsgrad und Gewinn
Tableau II. Efficacité et gain estimés de l'antenne

Frequenz Fréquence	4,000 GHz	6,175 GHz
Ohmsche Verluste (Speiseeinheit) Perte d'alimentation	0,17 dB	0,18 dB
Reflexionsverluste Perte de réflexion	0,04	0,04
Kopplungsverluste des Rillenhornreflektors Perte de couplage du réflecteur d'antenne cannelée et réflecteur décalé	0,03	0,03
Überstrahlung am Hilfsreflektor «spill over» du réflecteur secondaire	0,19	0,05
Überstrahlung am Hauptreflektor «spill over» du réflecteur principal	0,04	0,01
Ausleuchtungswirkungsgrad Efficacité d'illumination	0,17	0,24
Abschattung und Streustrahlung Blocage et dispersion	0,27	0,27
Restphasenfehler Erreur de phase résiduelle	0,09	0,17
Kreuzpolarisation Transpolarisation	0,04	0,04
Oberflächenauignigkeit Tolérance de surface	0,10	0,24
Total Verluste Pertes totales	1,14 dB	1,27 dB
100 %-Gewinn einer Antenne von 29,6 m Ø 100 % du gain de l'antenne de 29,6 m Ø	61,86 dB	65,63 dB
Antennengewinn Gain de l'antenne	60,72 dB	64,36 dB

heit, der Frequenz, der Polarisation und des Streuparameters ab.

Die Antennenrauschtemperatur T_A , verursacht durch externe Rauschquellen und den Verlusten im Speisesystem, kann wie folgt angesetzt werden:

$$T_A = \frac{T_{EX}}{L} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (17)$$

Dabei ist T_0 die Umgebungstemperatur und L sind die Verluste des Antennenspeisesystems

$$T_{EX} = \int_0^{4\pi} T_B \cdot P(\Theta) d\Omega / \int_0^{4\pi} P(\Theta) d\Omega \quad (18)$$

T_B ist die Himmelsrauschtemperatur, $P(\Theta)$ das Antennenstrahlungsdiagramm und $d\Omega$ das Raumwinkelelement. Wird P_i als Leistung im Winkelement $d\Omega_i$ angenommen, so kann die Gleichung (18) geschrieben werden als

$$T_{EX} = \sum T_{EXi} \quad (19)$$

wobei

$$T_{EXi} = \int_{\Omega_i} T_B \cdot P_i d\Omega_i / \int_{\Omega_i} P_i d\Omega_i \quad (20)$$

Gemäss den Gleichungen (19) und (20) kann T_{EX} in verschiedene äussere Rauschfaktoren T_{EXi} aufgeteilt werden, die mit dem Antennenwirkungsgrad zusammenhängen.

Setzt man die gesamte Energie gemäss folgender Gleichung als 1

$$\sum_i \int_{\Omega_i} P_i d\Omega_i = 1 \quad (21)$$

dann kann die äussere Rauschtemperatur T_{EX} wie folgt neu geschrieben werden:

$$\begin{aligned} T_{EX} &= \frac{1}{4\pi} \sum P_i \int_{\Omega_i} T_B \cdot d\Omega_i \\ &= \sum P_i \left(\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_i} T_B \cdot d\Omega_i \right) = \sum P_i T_{Bi} \end{aligned} \quad (22)$$

Dabei ist T_{Bi} als äquivalente Temperaturstrahlung definiert.

Sobald die Elemente des Antennenwirkungsgrades und die äquivalente Temperaturstrahlung beim Winkel, unter dem ihre Energie beobachtet wird, bekannt sind, kann die äussere Rauschtemperatur T_{EX} genügend genau berechnet werden.

Diese Werte der Antennenrauschtemperatur T_A bei 4 GHz sind in *Figur 13* dargestellt.

6 Gemessene radioelektrische Eigenschaften der Antenne

61 97-Fuss-Cassegrainantenne

In diesem Abschnitt sind die gemessenen radioelektrischen Eigenschaften der Cassegrainantenne vom Typ

mation de bruit sont basés sur les mesures de constantes diélectriques complexes, observées à la surface de la terre. Elles dépendent des conditions de surface, de la fréquence, de la polarisation et des paramètres de dispersion.

Le bruit de température d'antenne T_A , donné par la source extérieure de bruit et la perte d'alimentation, s'exprime par:

$$T_A = \frac{T_{EX}}{L} + T_0 \left(1 - \frac{1}{L}\right) \quad (17)$$

où T_0 est la température ambiante et L la perte d'alimentation:

$$T_{EX} = \int_0^{4\pi} T_B \cdot P(\Theta) d\Omega / \int_0^{4\pi} P(\Theta) d\Omega \quad (18)$$

T_B est la température de bruit cosmique, $P(\Theta)$ la caractéristique de puissance rayonnée par l'antenne et $d\Omega$ l'unité d'angle solide. Si P_i représente la puissance à l'intérieur de l'angle solide $d\Omega_i$, l'équation (18) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$T_{EX} = \sum T_{EXi} \quad (19)$$

où

$$T_{EXi} = \int_{\Omega_i} T_B \cdot P_i d\Omega_i / \int_{\Omega_i} P_i d\Omega_i \quad (20)$$

Si l'on recourt aux équations (19) et (20), T_{EX} est divisé en plusieurs facteurs de bruit extérieurs, T_{EXi} se rapportant aux efficacités d'antenne. Si l'énergie totale est supposée égale à l'unité, on obtient:

$$\sum_i \int_{\Omega_i} P_i d\Omega_i = 1 \quad (21)$$

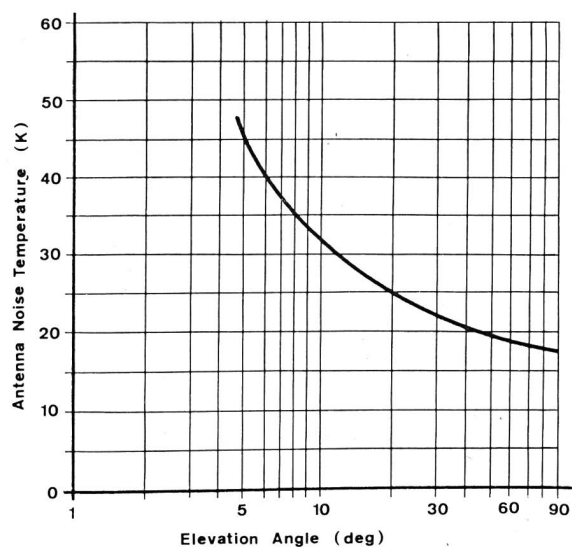


Fig. 13
Rauschtemperatur der 97-Fuss-Antenne – Température de bruit de l'antenne de 97 pieds
Antenna noise temperature (K) – Antennen-Rauschtemperatur – Température de bruit de l'antenne
Elevation angle (deg.) – Elevationswinkel (in Graden) – Angle d'élévation (degrés) (Frequency 4.0 GHz – Fréquence 4,0 GHz)

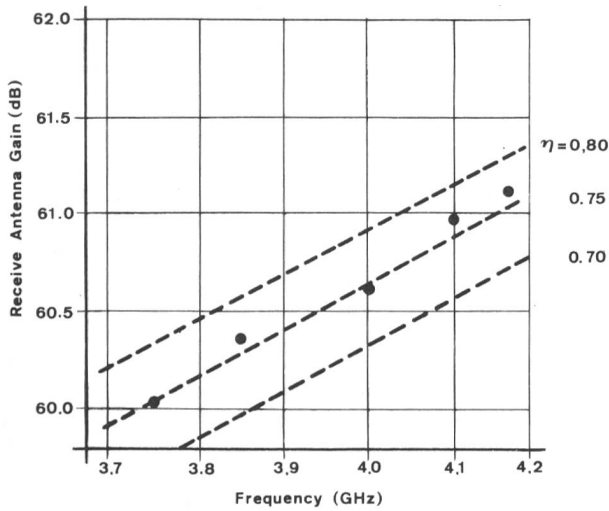


Fig. 14
Gemessener Antennengewinn im Empfangsband — Gain de l'antenne de réception (mesures)
 1 97-Fuss optimisierte Cassegrain-Antenne — Réflecteur de 97 pieds de l'antenne Cassegrain
 2 Am Verbindungsflansch zwischen Antennenweiche und rauscharmen Vorverstärkern — A l'interface «connexion de réception/alimentation de l'amplificateur à faible bruit»
 3 Die Korrekturfaktoren für die Messungen mit dem Radiostern CAS-A wurden dem Dokument ICSC/T-23-16E W/1/68 entnommen — Facteur de correction pour les mesures reposant sur la radio-étoile CAS-A selon ICSC/T-23-16E W/1/68
 Receive antenna gain (dB) — Gewinn der Empfangsantenne — Gain de l'antenne de réception
 Frequency (GHz) — Frequenz — Fréquence

Joch-und-Turm mit Rillenhornreflektor als Primärquelle zusammengefasst. Die erste Antenne dieser Art wurde bei Leuk in der Schweiz gebaut. Der Durchmesser ihres Hauptreflektors beträgt 97 Fuss. Er besteht aus einzelnen Aluminiumblechen, die nach dem Androformingverfahren gezogen wurden.

Der Hilfsreflektor, hergestellt aus Kunststoff, wurde mit Hilfe eines Theodoliten im Brennpunkt des Hauptreflektors so justiert, dass eine optimisierte Cassegrain-Geometrie entstand.

Der Rillenhornreflektor wurde mit einer Winkelgenauigkeit von $\pm 0,1^\circ$ und einer Lagegenauigkeit von ± 3 mm montiert.

Die radioelektrischen Eigenschaften dieser Antenne wurden zur Bestätigung der erwarteten Werte am Aufstellungsort gemessen.

62 Gewinn im Empfangsband und G/T

Der Qualitätsfaktor G/T wurde nach der Y-Faktor-Methode mit Hilfe des Radiosternes Cassiopeia-A (CAS-A) gemessen. Die Bodenstation Leuk ist von Bergen umgeben, weshalb Messungen von G/T bei kleinen Erhebungswinkeln nicht möglich waren. Der Gewinn im Empfangsband wurde aus den gemessenen Werten von G/T und der Antennenrauschtemperatur entlang der Bahn des Radiosternes berechnet. Die Antennenrauschtemperatur in Funktion des Elevationswinkels wurde unabhängig davon bei jener Azimutrichtung aufgenommen, bei der der Horizont am tiefsten ist. Der gemessene Gewinn in Funktion der Frequenz ist aus *Figur 14* ersichtlich und die Antennenrauschtemperaturen in Funktion des Elevationswinkels aus *Figur 15*.

La température de bruit extérieur T_{EX} devient:

$$T_{EX} = \frac{1}{4\pi} \sum P_i \int_{\Omega_i} T_B \cdot d\Omega_i$$

$$= \sum P_i \left(\frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_i} T_B \cdot d\Omega_i \right) = \sum P_i T_{Bi} \quad (22)$$

où T_{Bi} est définie comme la température équivalente de luminosité.

Si les éléments d'efficacité d'antenne et la température équivalente de luminosité à des angles de rayonnement donnés sont connus, la température extérieure de bruit T_{EX} peut être calculée avec précision.

La température de bruit de l'antenne T_A à 4 GHz a été calculée et représentée à la *figure 13*.

6 Performances radioélectriques mesurées de l'antenne

61 Antenne Cassegrain de 97 pieds

Ce paragraphe résume les performances radiofréquences mesurées de l'antenne «joug et tour» du type Cassegrain équipée d'un cornet cannelé et réflecteur décalé (source primaire).

La première antenne de ce modèle a été construite à Loèche en Suisse. Le diamètre de son réflecteur principal est de 97 pieds.

La surface du réflecteur principal de cette antenne consiste en panneaux d'aluminium; elle est fabriquée selon le processus Androforming. Le réflecteur secondaire en plastique a été réglé par rapport au foyer du réflecteur principal de manière à former une géométrie Cassegrain efficace; l'opération a été faite avec un théodolite.

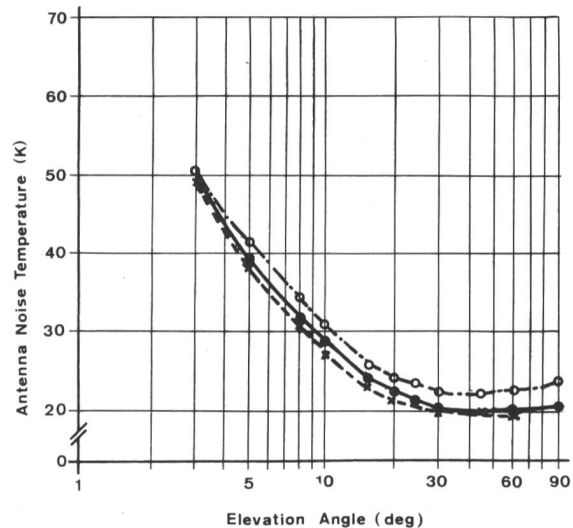


Fig. 15
Antennenrauschtemperatur, gemessen am Ausgangsflansch der Antennenweiche — Température de bruit de l'antenne, mesurée à la connexion de sortie du système d'alimentation
 --o--o-- 3,750 GHz
 --o--o-- 4,000 GHz
 --x--x-- 4,175 GHz
 Antenna noise temperature (K) — Antennenrauschtemperatur — Température de bruit de l'antenne
 Elevation angle (deg.) — Elevationswinkel (in Graden) — Angle d'élevation (degrés)

Tabelle III. CAS-A-Parameter
Tableau III. Paramètres de la radio-étoile CAS-A

Frequenz Fréquence (GHz)	Leistungsflussdichte Densité du flux de puissance ($10^{-23} \text{Wm}^{-2} \text{Hz}^{-1}$)	3-dB-Strahlbreite Largeur du faisceau d'antenne à mi-puis- sance (min)	Winkelausdehnungs- korrektur Correction de la dispersion angulaire (dB)
3,750	1,044793	9,01	0,332
4,000	0,996068	8,45	0,378
4,175	0,965001	8,09	0,410

Bemerkungen — Notes:

- Gemäss — Conformément à ICSC/T-23-16E W/1/68
- Leistungsflussdichte gültig für November 1973 — Densité du flux de puissance semblable à celle du mois de novembre 1973
- Der Korrekturfaktor für die Winkelausdehnung wurde entnommen aus Figur 7 (ICSC/T-23-16E W/1/68) — Le facteur de correction pour dispersion angulaire est dérivé de la figure 7 (ICSC/T-23-16E W/1/68)
- Der Korrekturfaktor für die atmosphärische Absorption wird berechnet als $0,036/\sin \Theta_{EL}$ (dB), wobei Θ_{EL} der Elevationswinkel ist — Le facteur de correction pour l'absorption atmosphérique est calculé par $0,036/\sin \Theta_{EL}$ (dB), où Θ_{EL} est l'angle d'élévation

Tabelle III enthält die Parameter des Radiosternes CAS-A, die für die Berechnungen von G/T und Gewinn im Empfangsband benötigt wurden. Am Ausgangsflansch der Antennenweiche beträgt der Gewinn bei 4,0 GHz 60,6 dB, was einem totalen Antennenwirkungsgrad von $-1,26$ dB entspricht. Die gemessenen und berechneten Werte des Wirkungsgrades stimmen gut überein, beträgt doch der aus den Messungen am Rillenhorn-Reflektor ermittelte Wert $-1,14$ dB.

Die gemessene Rauschtemperatur weicht ein wenig von den errechneten Ergebnissen ab. Folgende Ursachen sind möglich:

- Die Antenne ist von einem hohen terrestrischen Horizont (Berge) umgeben, was zu übermässigem Rauschen bei grossen Elevationswinkeln beiträgt.
- Der Antennenstandort liegt hoch (932 m ü. M.), wodurch die atmosphärische Absorption bei kleinen Elevationswinkeln abnimmt.

63 Gewinn im Sendeband

Der Antennengewinn im Sendeband wurde über eine Strecke von 32 km mit Hilfe eines Referenzhorns gemessen. Diese im Nahfeld ermittelten rohen Daten wurden korrigiert, um den Gewinn im Fraunhofer-Bereich zu erhalten.

Das Ergebnis ist in Figur 16 dargestellt. Der gemessene Wirkungsgrad stimmt auch hier gut mit der theoretischen Analyse überein, die auf den Messdaten des Rillenhornreflektors beruht.

Somit ist erwiesen, dass der Rillenhornreflektor den Wirkungsgrad einer Cassegrainantenne über ein breites Frequenzband verbessert.

64 Streustrahlung vom Hilfsreflektor

Zur Bestätigung der in 51 beschriebenen theoretischen Berechnungen wurde ebenfalls das Streustrahlungsfeld des Hilfsreflektors an der fertigen Antenne gemessen.

Das vom Hilfsreflektor abgestrahlte Feld wurde mit einem Horn von etwa 7 dB Gewinn gemessen, das auf der Oberfläche des Hauptreflektors radial verschoben wurde. Die Messfrequenzen betragen 3,950 und

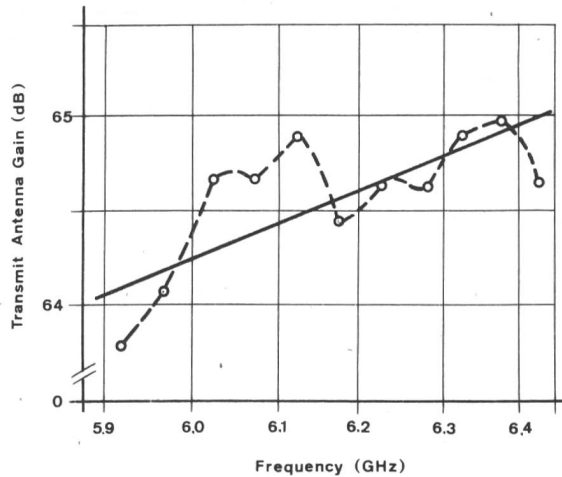


Fig. 16
Gemessener Antennengewinn im Sendeband — Gain de l'antenne d'émission mesuré

- 1 97-Fuss optimisierte Cassegrain-Antenne — Réflecteur de 97 pieds de l'antenne Cassegrain
 - 2 Am Verbindungsflansch zwischen Antennenweiche und Hohlleiterzug zum Hochleistungssender — À l'interface «connexion de réception/alimentation et le guide d'ondes vers l'émetteur de puissance»
 - o--o-- Gemessen mit bekannter Sendeleistung und geeichtem Referenzhorn auf der Empfangsseite — Mesuré selon des méthodes de transmission classiques
 - — — — — Mittlerer Gewinn — Gain moyen
- Transmit antenna gain (dB) — Antennengewinn im Sendeband — Gain de l'antenne d'émission
Frequency (GHz) — Frequenz — Fréquence

Le cornet cannelé avec réflecteur décalé a été aligné selon la position calculée avec une tolérance de $\pm 0,1$ degré d'inclinaison et ± 3 mm de translation.

Les performances radioélectriques de l'antenne ont été mesurées sur le site, aux fins d'une vérification des résultats de l'analyse.

62 Gain de réception et rapport G/T

Le rapport G/T et le gain de réception ont été mesurés à l'aide de la méthode dite du facteur Y qui se fonde sur le rayonnement émis par la radio-étoile Cassiopee-A (CAS-A). Toutefois, vu que l'horizon de cette station terrestre est occupé par des chaînes de montagne, la mesure directe de G/T à un angle d'élévation assez bas, n'a pu être réalisée. Le gain de réception fut calculé à partir des résultats de mesure de G/T et de la température de bruit de l'antenne pointée sur l'orbite de la radio-étoile. La température de bruit de l'antenne par rapport à l'angle d'élévation fut mesurée indépendamment, à un autre azimut, où l'horizon terrestre était libre. Le gain de réception mesuré en fonction de la fréquence ressort de la figure 14 et la température de bruit de l'antenne en fonction de l'angle d'élévation de la figure 15.

Le tableau III montre les paramètres de la radio-étoile CAS-A, compte tenu de la densité de flux, pour le calcul de G/T et du gain de réception. Le gain de réception mesuré à la fréquence de 4 GHz est de 60,6 dB à la sortie du système d'alimentation, l'efficacité totale de l'antenne étant de $-1,26$ dB. Une concordance assez bonne fut obtenue entre les résultats théoriques et les mesures pratiques, vu que les résultats de l'analyse comparés à l'efficacité du type à pleine échelle étaient de $-1,14$ dB.

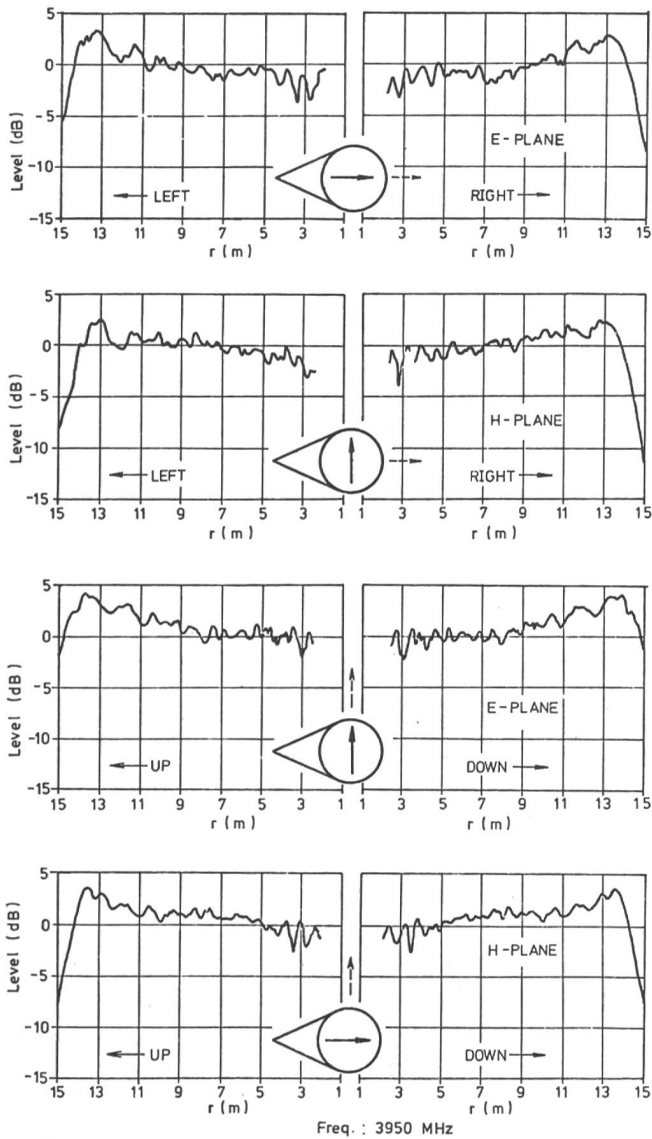


Fig. 17
Gemessene Feldverteilung in der Öffnungsebene – Distribution mesure dans l'ouverture
 Level (dB) – Pegel – Niveau
 Left – Links – Gauche
 Right – Rechts – Droite
 E- and H-Plane – E- und H-Ebene – Plans E et H
 Up – Oben – Haut
 Down – Unten – Bas
 Frequenz 3,950 GHz – Fréquence 3,950 GHz

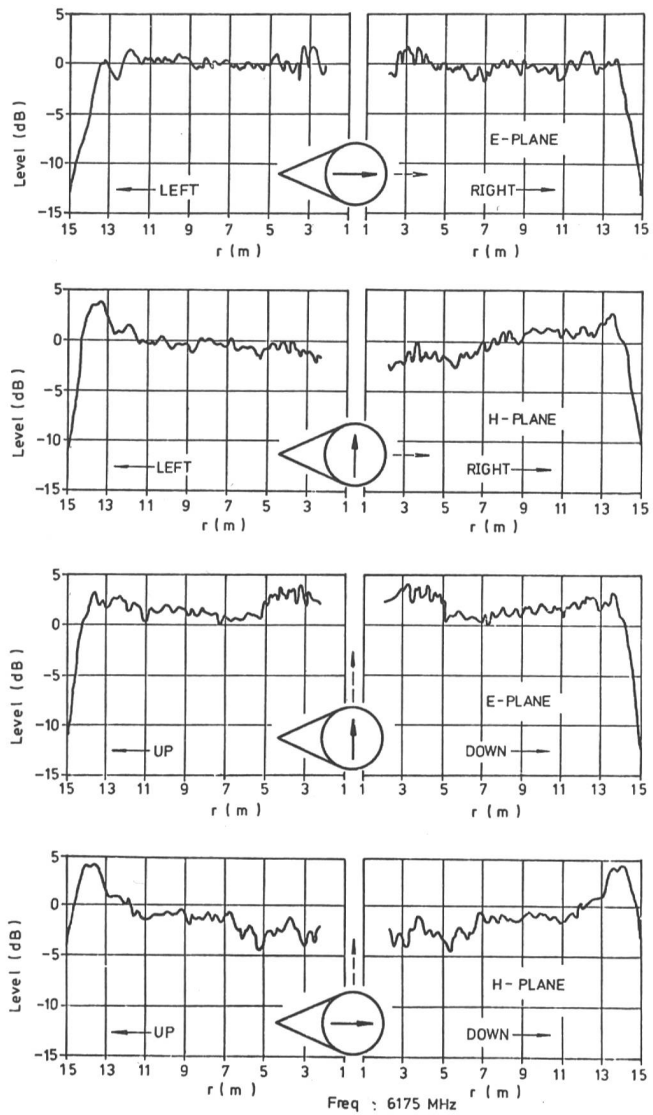


Fig. 18
Gemessene Feldverteilung in der Öffnungsebene – Distribution mesure dans l'ouverture
 Level (dB) – Pegel – Niveau
 Left – Links – Gauche
 Right – Rechts – Droite
 E- and H-Plane – E- und H-Ebene – Plans E et H
 Up – Oben – Haut
 Down – Unten – Bas
 Frequenz 3,950 GHz – Fréquence 6,175 GHz

6,175 GHz. Diese Diagramme wurden dann entlang den Strahlen der Cassegrain-Geometrie in die Öffnungsebene der Antenne projiziert. Die Ergebnisse sind in den Figuren 17 und 18 enthalten.

Die gemessenen Diagramme stimmen mit den theoretischen Werten gut überein und zeigen nochmals den hohen Wirkungsgrad und die guten Rauscheigenschaften dieser Antenne.

65 Kreuzpolarisations-Entkopplung

Der Höhepunkt bei den Nachkontrollen an der fertigen Antenne war die Messung der Polarisationsentkopplung. Es wurde dabei untersucht, ob die Antenne für die Ausnutzung der dualen Polarisation geeignet ist, wie sie bei künftigen Frequenzwiederverwendungssystemen vorgesehen ist.

La température de bruit mesurée en fonction de l'angle d'élévation dévie quelque peu du résultat des calculs. Les causes peuvent en être:

- L'horizon entourant l'antenne formé de montagnes entraîne un accroissement du bruit dû au sol à des angles d'élévation élevés.
- L'antenne est construite dans un site de haute altitude (932 m au-dessus du niveau de la mer) et l'absorption atmosphérique diminue à proportion des angles d'élévation.

63 Gain à l'émission

Le gain d'antenne à l'émission fut aussi mesuré au moyen de la méthode de transmission de base, reposant sur la tour de collimation située à 32 km de la station terrestre. Le facteur de correction dû à l'effet de champ

Gemessen wurde mit linearer Polarisation, bei den für das Achsverhältnis des Polarisators idealen Frequenzen. Das typische Diagramm bei 3,950 GHz ist aus *Figur 19* ersichtlich, das eine gute Übereinstimmung mit den theoretischen Berechnungen des Rillenhornreflektors zeigt. Es darf gesagt werden, dass die Kreuzpolarisations-Produkte der gesamten Antenne gleich jenen des Rillenhornreflektors sind, weil die durch den konkaven Hauptreflektor erzeugten Störkomponenten durch den konvexen Hilfsreflektor grösstenteils aufgehoben werden. Die Messungen bei 6 GHz waren beinahe identisch mit den für den Rillenhornreflektorstrahler berechneten Werten.

Die Ergebnisse zeigen, dass die Kreuzpolarisations-entkopplung für Frequenzwiederverwendung etwa 35 dB beträgt, wenn die Nachführgenauigkeit der Antenne innerhalb eines Zehntels der Halbwertbreite des Hauptstrahles bei 4 GHz gehalten werden kann.

66 Andere Eigenschaften

Die mit der Antenne in Leuk gemessenen radioelektrischen Eigenschaften sind in *Tabelle IV* zusammengefasst.

Die Richtdiagramme im Sende- und im Empfangsband wurden mit der terrestrischen Gegenstation und dem Satelliten Intelsat IV gemessen. *Figur 20* zeigt das im Empfangsband im Bereich $\pm 1^\circ$ mit der Bakenfre-

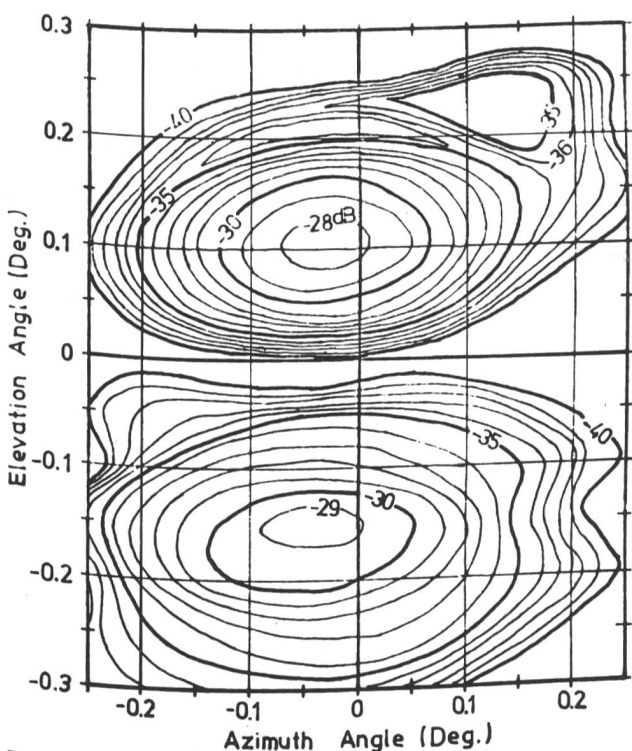


Fig. 19
Gemessenes Antennendiagramm bei gekreuzter Polarisation — Diagramme de la polarisation croisée de l'antenne (mesures)
Elevation angle (deg.) — Elevationswinkel (in Graden) — Angle d'élevation (degrés)
Azimuth angle (deg.) — Azimutwinkel (in Graden) — Angle en azimut (degrés)
Frequenz 3,950 GHz — Fréquence 3,950 GHz

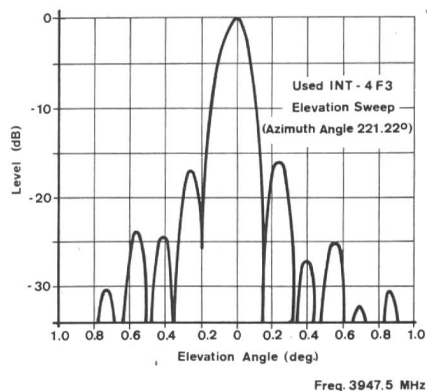


Fig. 20
Antennendiagramm im Empfangsband — Diagramme des lobes latéraux de l'antenne de réception
Level (dB) — Pegel — Niveau
Elevation angle (deg.) — Elevationswinkel (in Graden) — Angle d'élevation (degrés)
Used INT-4F3 — Gemessen mit Satellit INT-4F3 — Mesuré avec le satellite INT-4F3
Elevation sweep — Elevationsbewegung — Balayage en élévation
Azimuth angle — Azimutwinkel — Angle en azimut
Frequenz 3947,5 MHz — Fréquence 3947,5 MHz

proche, additionné aux données de mesures brutes, donne le gain de *Fraunhofer*.

Le résultat ressort de la *figure 16*. L'efficacité mesurée correspond également très bien à l'analyse théorique résultant du test à pleine échelle.

Tabelle IV. Gemessene Antennencharakteristiken
Tableau IV. Performances de l'antenne (mesures)

Frequenz Fréquence	4,000 GHz	6,175 GHz
G/T des Empfangssystems bei 5° Elevation Rapport G/T du système de réception à une élévation de 5°	43,1 dB/K	-
Antennengewinn einschliesslich Dämpfung der Speiseeinheit Gain d'antenne, y compris la perte d'alimentation	60,6 dB ¹	64,4 dB ²
Flächenwirkungsgrad Efficacité d'ouverture d'antenne	79 % ¹	77 % ²
Antennerausstemperatur ¹ Température de bruit d'antenne ¹	5° Elevation à l'angle d'élévation de 5° 39,5 K 10° Elevation à l'angle d'élévation de 10° 30,0 K 30° Elevation à l'angle d'élévation de 30° 21,7 K 90° Elevation à l'angle d'élévation de 90° 20,8 K	
3-dB-Strahlbreite der Antenne Largeur du faisceau d'antenne à mi-puissance	0,150°	0,105° ³
Dämpfung des 1. Seitenzipfels Niveau du premier lobe latéral Umhüllende des übrigen Richtdiagrammes Niveau du lobe latéral «grand angle»	17,8 dB < (32 - 25 log θ) dB ³ (θ = Winkel in °, bezüglich Hauptichtung - θ est l'angle mesuré à partir du faisceau principal)	17,8 dB ³
Verluste im Speisesystem Pertes d'alimentation	0,20 dB	0,10 dB

Bemerkungen — Notes:

- 1 Gemessen mit CAS-A — Mesures fondées sur CAS-A
- 2 Am Sendereingang des Speisesystems — A la connexion entrée d'alimentation pour émission
- 3 Gemessen mit einer Gegenstation in 32 km Entfernung — Mesures avec tour de collimation située à 32 km de la station terrestre

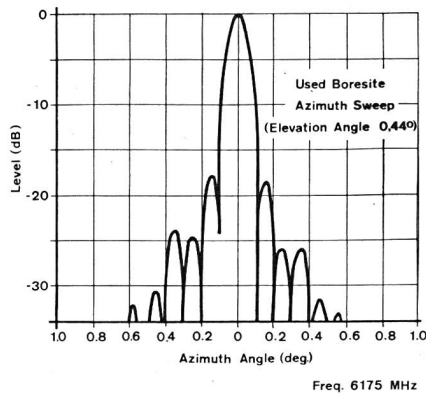


Fig. 21
Antennendiagramm im Sendeband — Diagramme des lobes latéraux de l'antenne d'émission
 Level (dB) — Pegel — Niveau
 Azimuth angle (deg.) — Azimutwinkel (in Grad) — Angle en azimut (degrés)
 Used Bore-site — Gemessen mit terrestrischer Gegenstation — Tour de collimation
 Azimuth sweep — Azimutbewegung — Balayage en élévation
 Elevation angle — Elevationswinkel — Angle d'élévation
 Frequenz 6,175 GHz — Fréquence 6,175 GHz

quenz des Satelliten gemessene Diagramm. *Figur 21* zeigt jenes im Sendeband, gemessen mit einer 32 km entfernten Gegenstation. Diese Station diente auch als Sendeort für die Registrierung der Weitwinkeldiagramme im Bereich 0...180°, die in den *Figuren 22* und *23* enthalten sind. Die Dämpfungen aller Nebenzipfel erfüllen die Anforderungen von ICSC.

7 Schlussfolgerungen

Die elektrischen Eigenschaften des Hornreflektors wurden durch das Anbringen von Rillen im konischen Teil verbessert. Es wurde theoretisch wie auch praktisch gezeigt, dass der Rillenhornreflektor den Flächenwir-

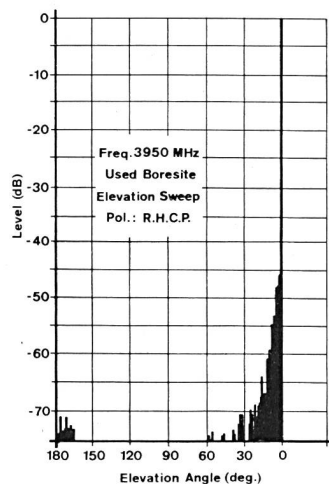


Fig. 22
Antennendiagramm im Empfangsband (Weitwinkel) — Diagramme de rayonnement (grand angle)
 Level (dB) — Pegel — Niveau
 Elevation angle (deg.) — Elevationswinkel (in Grad) — Angle d'élévation (degrés)
 Used Bore-site — Gemessen mit terrestrischer Gegenstation — Tour de collimation
 Elevation sweep — Elevationsbewegung — Balayage en élévation
 Pol.: R. H. C. P. — Zirkular polarisiert, rechts — Polarisé circulairement à droite
 Frequenz 3,950 MHz — Fréquence 3,950 MHz

Ainsi, il a été prouvé que l'alimentation par cornet cannelé des antennes Cassegrain en améliorait les caractéristiques d'efficacité déjà élevées en ce qui concerne la largeur de bande.

64 Dispersion par le réflecteur secondaire

En mesurant le champ de dispersion du réflecteur secondaire, on put vérifier l'analyse théorique décrite sous 51.

Le champ rayonné par le réflecteur secondaire fut relevé à l'aide d'un cornet, dont le gain était de 7 dB environ, glissé sur la surface du réflecteur principal. Les mesures ont été effectuées aux fréquences de 3,950 GHz et 6,175 GHz. Les diagrammes ont été projetés géométriquement sur l'ouverture d'antenne le long des rayons de la géométrie Cassegrain.

Les résultats ressortent des *figures 17* et *18*. La dispersion mesurée concorde très bien avec l'analyse théorique et nous rappelle la haute efficacité et le faible bruit de l'antenne considérée.

65 Discrimination de polarisation croisée

Le point essentiel de la vérification en site consista dans la mesure de la discrimination de polarisation croisée. On s'était fixé pour but d'examiner les possibilités d'application du système futur de réutilisation des fréquences en polarisation double. Les mesures ont été réalisées selon le mode de polarisation linéaire, aux fréquences idéales pour le taux axial du polariseur. Le diagramme typique à 3,950 GHz ressort de la *figure 19* et montre une bonne concordance avec l'analyse théorique du cornet cannelé avec réflecteur décalé. On peut dire que la discrimination de polarisation croisée mesurée est à peu près la même dans le système d'alimentation, en ce sens que les composantes croisées produites par le réflecteur principal concave sont presque éliminées par le réflecteur secondaire convexe du système Cassegrain. Les mesures à 6 GHz sont presque identiques aux valeurs calculés pour le cornet cannelé avec réflecteur décalé.

Ces résultats montrent que l'isolation de polarisation croisée pour la réutilisation des fréquences sera de l'ordre de 35 dB, si la précision de poursuite automatique d'une telle antenne est maintenue à 1/10 au plus de la largeur de faisceau à 4 GHz.

66 Autres performances

Les performances radioélectriques de cette antenne, telles qu'elles ont été mesurées sur place, sont représentées dans le *tableau IV*.

Les diagrammes d'émission et de réception ont été mesurés au moyen de la tour de collimation et d'Intelsat IV. La *figure 20* montre le diagramme de rayonnement mesuré au moyen de la fréquence de balise d'Intelsat. La *figure 21* représente le diagramme de rayonnement à 6,175 MHz mesuré au moyen de la tour de collimation située à 32 km de l'antenne de la station terrienne. Les caractéristiques des lobes latéraux, telles que celles du premier, situé à 1° du faisceau principal, et des lobes arrière, correspondent aux caractéristiques imposées par l'ICSC. Les diagrammes à grand angle concernant la fréquence de 3,950 MHz et 6,175 MHz ressortent des *figures 22* et *23*.

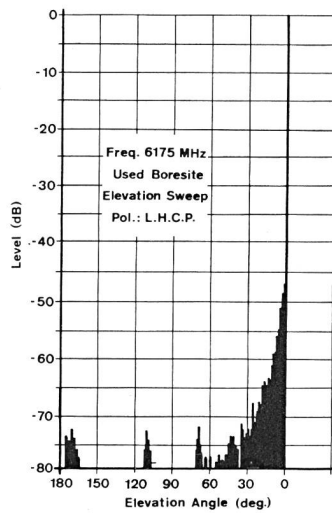


Fig. 23
Antennendiagramm im Sendeband (Weitwinkel) — Diagramme de rayonnement (grand angle)
 Level (dB) — Pegel — Niveau
 Elevation angle (deg.) — Elevationswinkel (in Graden) — Angle d'élévation (degrés)
 Used Bore-site — Gemessen mit terrestrischer Gegenstation — Tour de collimation
 Elevation sweep — Elevationsbewegung — Balayage en élévation
 Pol: L. H. C. P. — Zirkular polarisiert, links — Polarisé circulairement à gauche
 Frequenz 6,175 GHz — Fréquence 6,175 GHz

kungsgrad und die Rauschtemperatur der Nahfeld-Cassegrainantenne verbessert. Zudem kann diese Antenne für künftige Frequenzwiederverwendung im Intelsat-V-System benützt werden, wenn der Polarisator und die Zweiwegantenne (duplexer) durch entsprechende Teile mit verbesserten Eigenschaften ersetzt werden.

7 Conclusions

Les performances radioélectriques du cornet conventionnel ont été sensiblement améliorées par la cannelure de la surface interne. Tant du point de vue théorique que du point de vue pratique, il a été confirmé qu'un cornet cannelé améliorerait l'efficacité d'ouverture et la température de bruit d'une antenne Cassegrain à champ proche. Par ailleurs, ce type d'antenne peut être utilisé en connexion avec le système Intelsat V, à réutilisation des fréquences, par simple remplacement du polariseur et du duplexeur actuels par un polariseur à hautes performances et un transducteur d'un mode orthogonal.

Bibliographie

- [1] *Trentini G.V., Romeiser K.P. und Jatsch W.* Dimensionierung und elektrische Eigenschaften der 25-m-Antenne der Erdefunkstelle Raisting für Nachrichtenverbindungen über Satelliten. *Frequenz* 19 (1965), S. 402...421.
- [2] *Potter P.D.* A New Horn Antenna with Suppressed Side-lobes and Equal Beamwidths. *The Microwave Journal* (June, 1963), pp. 71...78.
- [3] *Clarricoats P.J.B. and Saha P.K.* Propagation and radiation behaviour of corrugated feed. Part 1: Corrugated-waveguide feed. *Proc. IEE*, Vol. 118 (Sept., 1971) No 9, pp. 1167...1176.
- [4] *Silver S.* *Microwave Antenna Theory and Design.* McGraw-Hill (1949).
- [5] *Hines J.N.* The Electrical Characteristics of the Conical Horn-Reflector Antenna. *BSTJ* 42 (July 1963), pp. 1187...1211.
- [6] *Bryant G.H.* Propagation in Corrugated Waveguides. *Proc. IEE*, Vol. 116 (Feb. 1969), pp. 203...213.
- [7] *Hogg D.C.* Effective Antenna Temperature due to Oxygen and Water Vapour in the Atmosphere. *JAP* 30 (Sept. 1959) No 9, pp. 1417...1419.
- [8] *Chen S.N.C. and Peake W.H.* Apparent Temperature of Smooth and Rough Terrain. *IRE* (Nov. 1961).