

Dimensionierung symmetrischer Antennenspeiseleitungen für grosse Sendeleistungen

Autor(en): **Kerle, Wigand**

Objektyp: **Article**

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**

Band (Jahr): **46 (1968)**

Heft 3

PDF erstellt am: **11.09.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-875639>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Dimensionierung symmetrischer Antennenspeiseleitungen für grosse Sendeleistungen

Wigand KERLE, Bern

621.396.679.4.026.446

Zusammenfassung. Die theoretische und praktische Dimensionierung symmetrischer Antennenspeiseleitungen für den Kurzwellenrundfunk wird besonders für sehr hohe Sendeleistungen beschrieben. Doppel-, Vier- und Vieldrahtleitungen werden miteinander verglichen. Eingehende Ausführungen sind der Koronafeldstärke und der Oberflächentemperatur von Leitungen gewidmet. Anhand von Messungen im schweizerischen Kurzwellensendezentrum Schwarzenburg werden Angaben über den Leistungsverlust auf Feederleitungen gemacht.

Dimensionnement des lignes symétriques d'alimentation pour grandes puissances d'émission

Résumé. Le dimensionnement théorique et pratique des lignes symétriques d'alimentation d'antennes est décrit, en particulier pour de très grandes puissances d'émission en ondes courtes. Les lignes à deux, quatre et nombreux conducteurs sont comparées entre elles. Des chapitres détaillés sont consacrés au champ de Corona et à la température superficielle des fils. Des résultats concernant les pertes de puissances sur les feeders sont donnés à la suite de mesures faites au Centre d'émission national suisse d'ondes courtes de Schwarzenburg.

Determinazione delle dimensioni di linee simmetriche d'alimentazione per grandi potenze d'emissione

Riassunto. Si tratta del calcolo teorico-pratico delle linee simmetriche d'alimentazione delle antenne, in modo particolare per le grandi potenze d'emissione sulle onde corte. Si fa il paragone fra le linee a due, a quattro e a più conduttori. Alcuni capitoli dettagliati sono consacrati al campo di Corona e alla temperatura superficiale dei fili. Si fa pure menzione di alcuni risultati delle misure fatte al Centro trasmittente nazionale svizzero su O.C. di Schwarzenburg sulle perdite di potenza nei feeder.

Die Sendeleistungen für den Kurzwellenrundfunk werden seit einigen Jahren ständig erhöht. Lange Zeit galt eine Trägerleistung von 100 kW_{eff} als obere Grenze; heute sind es jedoch schon 300 kW, 500-kW-Sender befinden sich im Bau, und schon spricht man von 1000 kW. Die Entwicklung im Bau von coaxialen Speiseleitungen, wie sie heute auch für den Kurzwellenrundfunk als Verbindung zwischen Sender und Antenne verwendet werden, vermochte mit der raschen Leistungssteigerung nicht Schritt zu halten. Das 6 1/8" Koaxialkabel ist zur Zeit das grösste, das sich im Handel befindet. Es reicht knapp, einen Sender von 250 kW im 26-MHz-Rundfunkband noch 50...60% dauernd zu modulieren. Kabel bis 8" Aussendurchmesser mit Kühlung des Innenleiters für 500 kW sind in Entwicklung und werden im Laufe dieses Jahres produktionsreif.

Der Preisunterschied zwischen symmetrischer Energieleitung und Koaxialkabel ist ausserordentlich gross. In der folgenden *Tabelle 1* werden 100 m offene Feederleitung, auf 4...5 m hohen Masten über Boden, anschlussfertig montiert, mit 100 m Koaxialkabel, gasdicht geflanscht, 80 cm unter der Oberfläche von gutem ebenem Wiesland, in Sand verlegt, verglichen.

Tabelle 1

Trägerleistung P _{eff} in kW	Preis für 100 m Feederleitung Fr.	Koaxialkabel Durchmesser Zoll	Preis für 100 m Koaxialkabel Fr.	Preisdifferenz des Koaxialkabels
250	6000.—	6 1/8	32 000.—	+530%
500	7500.—	8	60 000.—	+800%

(Preisstand 1. Dezember 1967)

Da die modernen Hochleistungssender koaxiale HF-Ausgänge besitzen und für Weitverbindungen Vorhangantennen mit symmetrischem Eingang benutzt werden, benötigen beide Leitungsarten je eine Symmetrier- und Transformationsleitung (Balun), nämlich beim Feeder sendeseitig und beim Koaxialkabel antennenseitig.

Die symmetrische Speiseleitung wird als billigstes Energietransportmittel zwischen Sender und Antenne nur dort vom Koaxialleiter verdrängt werden können, wo gute Abschirmung verlangt wird (etwa innerhalb des Sendebäudes), das zu überspannende Land bewirtschaftet wird, von Verkehrswegen belegt ist, beziehungsweise aus Eigentumsgründen oder ästhetischen Erwägungen nicht berührt werden darf. Über die Bemessung solcher Speiseleitungen sind in der Literatur nur spärliche Angaben zu finden. Es genügt nicht, aus der Leitungstheorie die entsprechenden Gleichungen herzuleiten; sie müssen mit Parametern für das die Leitung umgebende Medium, die mechanischen Befestigungselemente und schliesslich den Bodeneinfluss erweitert werden. Je mehr Erfahrungen aus dem Verhalten von Feederleitungen mit unterschiedlichen Leitern, Isolierstoffen, Bodenabständen, aus klimatisch unterschiedlichen Gebieten, verschiedenen Höhenlagen, Jahreszeiten und Wetterbedingungen gewonnen werden können, desto genauer gelingt die Eingrenzung dieser Parameter.

In den folgenden Ausführungen werden Kenntnisse des Aufbaues und des grundsätzlichen Verhaltens von symmetrischen Energieleitungen als bekannt vorausgesetzt und deshalb nur kurz gestreift. Eingehender wird die Ermittlung solcher Parameter beschrieben, deren ungefähre Grösse hauptsächlich aus eigenen Messungen gefunden wurde.

Das Literaturverzeichnis beschränkt sich auf wesentliche Veröffentlichungen zu speziellen Problemen.

1. Die Hochfrequenz-Doppelleitung

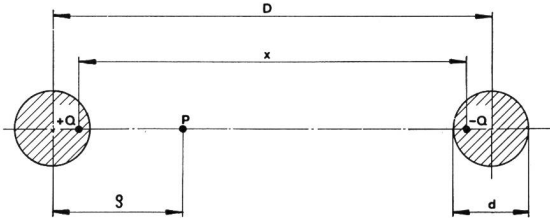


Fig. 1

Abstand der Linienladungachsen:
Potential am Punkt P

$$V = \frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot v \cdot Q \cdot \ln \frac{x + \left(\frac{D-x}{2}\right) - \varrho}{\varrho - \left(\frac{D-x}{2}\right)} =$$

$$= 60 \cdot v \cdot Q \cdot \ln \frac{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} + \left(\frac{D}{d} - \frac{2\varrho}{d}\right)}{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} - \left(\frac{D}{d} - \frac{2\varrho}{d}\right)}$$

Wellenwiderstand ($2\varrho = d$)

$$Z_0 = \frac{2 \cdot V}{v \cdot Q} = 120 \cdot \ln \frac{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} + \left(\frac{D}{d} - 1\right)}{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} - \left(\frac{D}{d} - 1\right)} =$$

$$= 120 \cdot \ln \left[\frac{D}{d} \left(1 + 1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2 \right) \right]$$

$$Z_0 = 120 \operatorname{Ar} \cosh \frac{D}{d}$$

Ist $\frac{D}{d} > 2,5$ wird $Z_0 = 120 \ln \frac{2D}{d}$

Ar cosh x ist die Umkehrfunktion von cosh y

$$\frac{Z_0}{120} = \operatorname{Ar} \cosh \frac{D}{d}$$

$$\frac{D}{d} = \cosh \frac{Z_0}{120}$$

Allgemein gilt: $\cosh x = \frac{1}{2} (e^x + e^{-x})$

Ist $x > 5$, wird $\cosh x = \frac{1}{2} e^x$ beziehungsweise

$$\log_{10} \cosh x = 0,4343 x + 0,6990 - 1$$

Feldstärke zwischen beiden Leitern

$$E = -\frac{dV}{d\varrho} = -60 \cdot v \cdot Q \cdot$$

$$\left[-\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} + \frac{D}{d} - \frac{2\varrho}{d}} - \frac{2}{d} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1} - \frac{D}{d} + \frac{2\varrho}{d}} - \frac{2}{d} \right] =$$

$$= +120 \cdot v \cdot Q \cdot \frac{1}{d} \cdot \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2}}{1 - \frac{d}{D}} =$$

$$= 120 \cdot \frac{U}{Z_0} \cdot \frac{1}{d} \cdot \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2}}{1 - \frac{d}{D}} = 120 \cdot \frac{U}{Z_0} \cdot \frac{1}{d} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{d}{D}}{1 - \frac{d}{D}}}$$

$$E \approx 120 \cdot \frac{U}{Z_0} \cdot \frac{1}{d} \left(1 + \frac{d}{D} \right) =$$

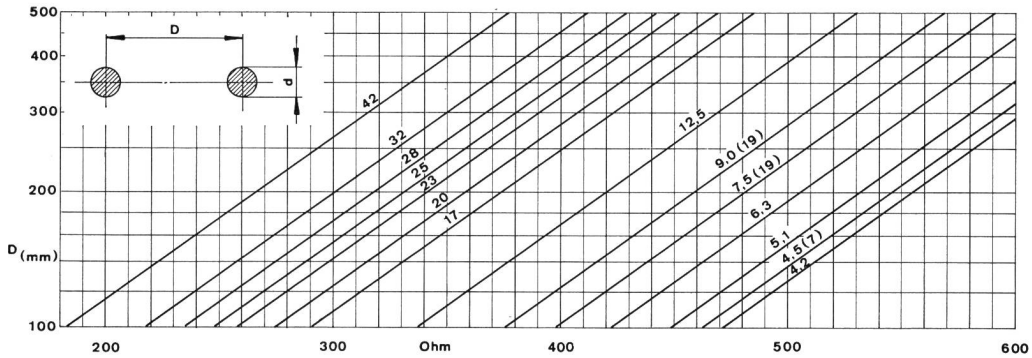
$$E = 1200 \frac{U \text{ (KV)}}{Z_0 \cdot d_{\bar{a}} \text{ (mm)}} \left[1 + \frac{d_{\bar{a}} \text{ (mm)}}{D \text{ (mm)}} \right] \left(\frac{\text{KV}}{\text{cm}} \right)$$

Leiter aus Hartkupfer für Federleitungen

Aussen- \varnothing mm	Drahtzahl x Draht- \varnothing mm	Gewicht kg/km	äquivalenter Seil- \varnothing mm
4,2	7x1,4	97,9	3,92
4,5	3x2,1	93	4,1
4,5	7x1,5	112,4	4,2
5,1	7x1,7	146	4,76
6,0	7x2,0	199,5	5,6
6,3	7x2,1	225	5,88
7,0	19x1,4	266	6,72
7,5	7x2,5	312	7,0
7,5	19x1,5	320	7,2
8,0	19x1,6	348	7,68
9,0	7x3,0	458	8,4
9,0	19x1,8	440	8,64
10,0	19x2,0	544	9,6
10,5	19x2,1	590	10,08
12,5	19x2,5	850	12,0
17,0	Hohlseil	865	17,0
20,0	Hohlseil	1009	20,0
23,0	Hohlseil	1365	23,0
25,0	Hohlseil	1685	25,0
28,0	Hohlseil	1910	28,0
32,0	Hohlseil	2730	32,0
42,0	Hohlseil	3640	42,0

Der äquivalente Seildurchmesser $d_{\bar{a}}$ entspricht dem Durchmesser eines einzelnen runden Drahtes, der, ersetzt durch den mehrdrätigen Leiter (Kabel), in einem weitem Abstand das gleiche elektromagnetische Feld aufweist, sofern in beiden Leitern derselbe Strom fließt.

Fig. 2



$$d_{\ddot{a}} \approx d - 0,2 d_1$$

wobei d = Aussendurchmesser des mehrdrähtigen Leiters (Kabel), d_1 = Durchmesser eines einzelnen Drahtes, aus dem das Kabel aufgebaut ist.

$$E_{4 \text{ Draht}} = 300 \frac{U \text{ (KV)}}{Z_0 \cdot d_{\ddot{a}} \text{ (mm)}} \left[2 + \frac{d_{\ddot{a}} \text{ (mm)}}{D \text{ (mm)}} \right] \left(\frac{\text{KV}}{\text{cm}} \right)$$

Wellenwiderstand der Vierdraht-Leitung

2. Die Vierdraht-Leitung

$$Z_0 = 60 \cdot \ln \left[\frac{2D}{d_{\ddot{a}}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{s} \right)^2} \right]$$

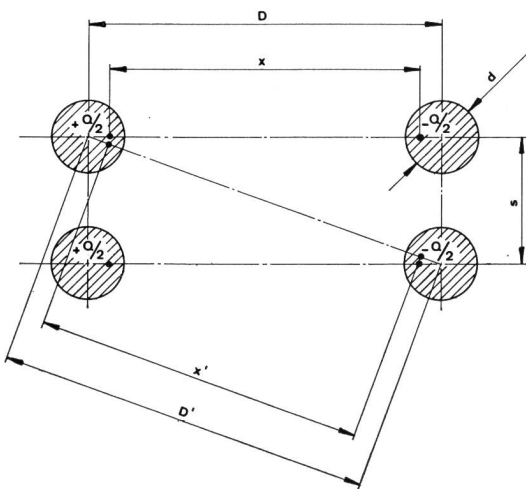


Fig. 3

Feldstärke zwischen zwei gleichphasigen Leitern

$$D' = \sqrt{D^2 + s^2}$$

$$E' = \frac{120}{4} \cdot \frac{U}{Z_0} \cdot \frac{1}{d} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{d}{D'}}{1 - \frac{d}{D'}}}$$

$$= \frac{120 U}{4 \cdot Z_0 \cdot d} \cdot \sqrt{\frac{1 + \frac{d}{\sqrt{D^2 + s^2}}}{1 - \frac{d}{\sqrt{D^2 + s^2}}}} \approx \frac{120 U}{4 \cdot Z_0 \cdot d}$$

$$E_{4 \text{ Draht}} = \frac{E_{2 \text{ Draht}}}{4} + E' = 30 \frac{U}{Z_0 \cdot d} \left(2 + \frac{d}{D} \right) \text{ (4 Draht)}$$

$$s = \frac{D}{\sqrt{\frac{Z_0}{d_{\ddot{a}}^2 \cdot e^{30}} - 1}}$$

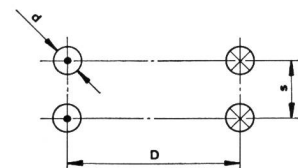
$$d_{\ddot{a}} = \frac{2D}{e^{60}} \sqrt{1 + \left(\frac{D}{s} \right)^2}$$

$$D = s \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \left(\frac{d_{\ddot{a}}}{s} \right)^2 \cdot \frac{Z_0}{e^{30}} - 1}}{2}}$$

Für $s \leq \frac{D}{2}$ ist $D = \sqrt{\frac{s}{2} \left(d_{\ddot{a}} \cdot e^{60} - s \right)}$

Wellenwiderstand von Vierdraht-Leitungen mit vorgegebenen Leiterdurchmessern d :

Fig. 4



Die graphischen Darstellungen (Figuren 5, 6, 7 und 8) zeigen den Zusammenhang zwischen dem Abstand gleichphasiger Leiter s , dem Abstand der ungleichphasigen Leiter D , dem Wellenwiderstand und dem Leiterdurchmesser d .

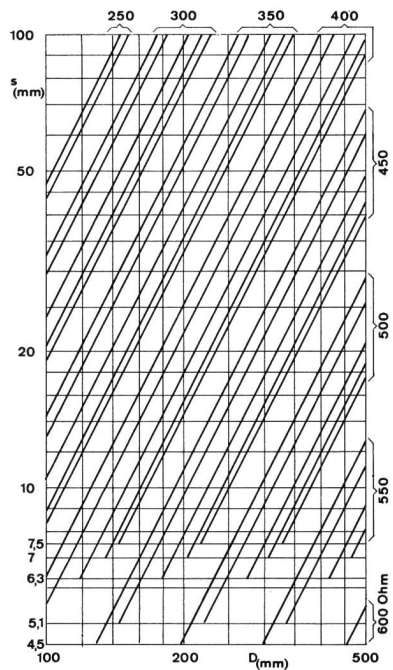


Fig. 5

$s = F(D, Z_o, d)$ mit
 $Z_o = 250, 300, 350 \dots 600 \Omega$
 d : $d_{(mm)}$ Seilaufbau
 4,5 $7 \times 1,5$ mm
 5,1 $7 \times 1,7$ mm
 6,3 $7 \times 2,1$ mm
 7,0 $19 \times 1,4$ mm
 7,5 $19 \times 1,5$ mm

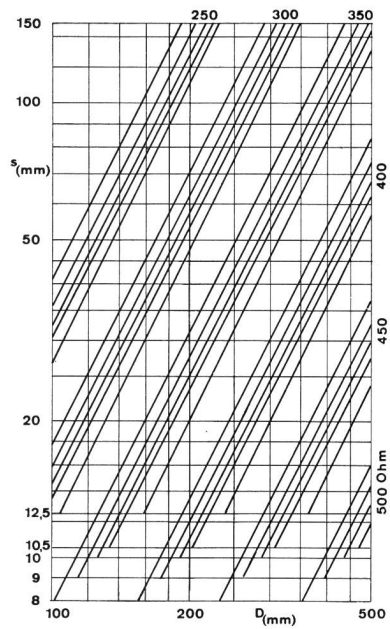


Fig. 6

$s = F(D, Z_o, d)$ mit
 $Z_o = 250, 300, 350, 400, 450, 500 \Omega$
 d : $d_{(mm)}$ Seilaufbau
 8,0 $19 \times 1,6$ mm
 9,0 $19 \times 1,8$ mm
 10,0 $19 \times 2,0$ mm
 10,5 $19 \times 2,1$ mm
 12,5 $19 \times 2,5$ mm

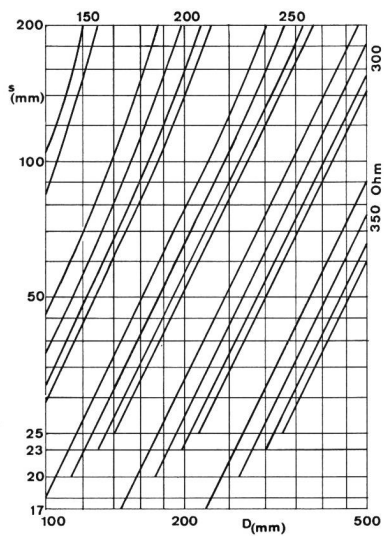


Fig. 7

$s = F(D, Z_o, d)$ mit
 $Z_o = 150, 200, 250, 300, 350 \Omega$
 $d = 17, 20, 23, 25$ mm Hohlseil

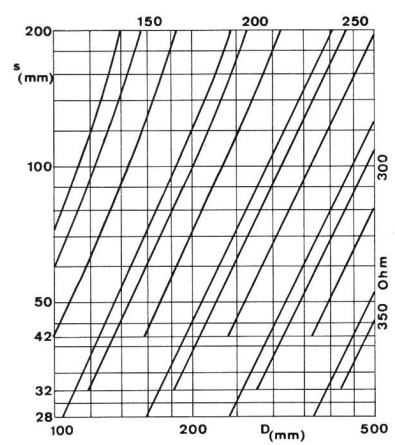


Fig. 8

$s = F(D, Z_o, d)$ mit
 $Z_o = 150 \dots 350 \Omega$
 $d = 28, 32, 42$ mm Hohlseil

3. Hochfrequenzleitungen mit kleinen Wellenwiderständen

Für die Speisung extrem breitbandiger Antennen oder aber für die Zusammenschaltung der Dipole innerhalb dieser werden oft symmetrische Energieleitungen mit sehr niedrigen Wellenwiderständen benötigt.

Sowohl im Zweidraht-System wie auch in der Vierdraht-Technik lassen sie sich mit dicken Leitern verwirklichen, die als Hohlseile in Kupfer und Aluminium erhältlich sind.

Figur 10 zeigt einen Distanzhalter in Vierdraht-Ausführung für das Hohlseil von 42 mm Aussendurchmesser der Figur 9. Der Phasenabstand l ist fest gegeben, während die Abstände gleichphasiger Leiter veränderlich sind. Der Wellenwiderstand der Leitung lässt sich dadurch einstellen.

Beispiel: $l = 130 \text{ mm}$

$Z_o = 150 \Omega$ für $L_{\min} = 77 \text{ mm}$

$Z_o = 120 \Omega$ für $L_{\max} = 198 \text{ mm}$

übertragbare Leistung $250 \text{ kW}_{\text{eff}} + 100\%$ Modulation in 800 m ü. Meer .

Die Leitung ist durch die Verwendung von Aluminium für die Leiter und Isolatorplatten ziemlich leicht, die Windangriffsfläche aber sehr gross! Erweitert man die Vierdraht-Leitung in eine Vieldraht-Leitung, indem man die zwei dicken Leiter für jede Phase durch mehrere dünne Drähte ersetzt, kann an Gewicht gespart werden, und vor allem wird die Oberfläche verringert. Eine Methode zur Berechnung von 6-, 8- und 10drähtigen Feederleitungen wurde von B. Humm [1] beschrieben.

Folgendes Beispiel soll die kennzeichnenden mechanischen Gesichtspunkte einer 4-, 6- und 8-Draht-Leitung mit

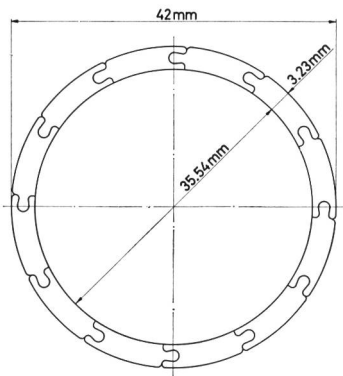


Fig. 9
Hohlseil in Cu oder Al der Vereinigten Deutschen Metallwerke, Frankfurt/Main, mit 12 Adern und 400 mm^2 Querschnitt, grösste Lieferlänge 1200 m , Gewicht pro km 3640 kg Cu beziehungsweise 1100 kg Al , Seilbruchlast $14\,750 \text{ kg Cu}$ oder 5040 kg Al

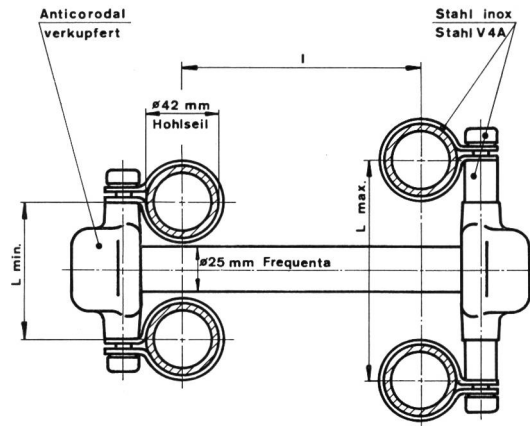


Fig. 10
Vierdraht-Abstandhalter mit veränderlichem Abstand gleichphasiger Leiter

denselben elektrischen Daten beleuchten: für einen Wellenwiderstand von 150Ω sei eine symmetrische Leitung zu entwerfen, deren Phasenabstand (durch die zu übertragende Leistung gegeben) 140 mm betrage.

Wie die Zusammenstellung in Tabelle II zeigt, sind die Vorteile einer Vieldraht-Leitung gegenüber einer Vierdraht-Leitung mit Hohlseil offenkundig. Allerdings ist es bei der Vieldraht-Leitung schwieriger, die kräftigen Armaturen der Abstandhalter ausserhalb der grössten Feldlinienkonzentration anzubringen, wie dies bei der Vierdraht-Ausführung gemäss Figur 10 verwirklicht wurde. Auch wird der Abstand gleichphasiger Leiter im Distanzhalter der Vieldraht-Leitung zur Feinanpassung des Wellenwiderstandes im Leitungszug weniger leicht verstellbar sein.

Wird die in einer niederohmigen Leitung zu übertragende Hochfrequenzleistung sehr gross, ist es möglich, dass die aus elektrischer- und Koronafeldstärke resultierende Sicherheit für dünne Leiter in einer Vieldraht-Leitung zu gering wird, so dass dann aus rein elektrischen Gründen doch nur noch dicke Leiter in Frage kommen.

4. Die Spannungsfestigkeit einer Leitung

Soll eine Leitung dimensioniert werden, können als bekannt vorausgesetzt werden:

- die zu übertragende Sendeleistung P_T (Trägerleistung)
- der Wellenwiderstand Z_o
- der Modulationsindex m
- die Fehlanpassung (Stehwellenverhältnis) SWR

Die maximale effektive Momentanleistung tritt auf, wenn 100% moduliert wird, also $m = 1$ wird. Dann wird die maximale effektive Momentanspannung

Tabelle II

Leiterdurchmesser	Anzahl Leiter je Phase	Abstand der äussersten phasen-gleichen Leiter	Gewicht eines Abstand-halters	Anzahl Ab-standhalter für 30 m Leitungslänge	Gewicht für 30 m Leitung einschliesslich Ab-standhalter	Spannkraft für 30 m vertikal aufgehängte Leitung	Grösste Wind-angriffsfläche
		mm	kg		kg	kg	m ²
5,1 mm Cu (7×1,5 mm ∅)	4	180	3,25	8	61	128*	0,66
7,0 mm Cu (7×1,7 mm ∅)	3	190	3,5	8	76	176*	0,68
42 mm Al-Hohlseil	2	90	1,3	6	140	400**	2,55

* 1,0 kg/mm² bei vorgerecktem Seil
 ** 0,25 kg/mm² bei vorgerecktem Seil

$$U_{\max \text{ eff}} = U_{T \text{ eff}} + 0,5 U_{T \text{ eff}} + 0,5 U_{T \text{ eff}} = 2 U_{T \text{ eff}}$$

↑ Träger
↑ unteres Seitenband
↑ oberes Seitenband

Diese maximale Spannung bleibt konstant, gleichgültig, ob der Sender mit sinusförmiger, geklippter, komprimierter oder trapezförmiger Modulation voll ausgesteuert wird.

Die Spannung $U_{\max \text{ eff}}$ kann in einer fehlabgeschlossenen Leitung jedoch noch grösser werden, nämlich

$$U_{\max \text{ eff}} = 2 U_{T \text{ eff}} \sqrt{\text{SWR}}$$

Das Stehwellenverhältnis SWR ist definiert

$$\text{SWR} = \frac{1 + p}{1 - p} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

wobei p = Reflexionsfaktor

Aus
$$\begin{aligned} U_{\max} &= (1 + p) U \\ U_{\min} &= (1 - p) U \end{aligned}$$

$$P = \frac{\text{SWR} - 1}{\text{SWR} + 1}$$

folgt
$$U_{\max} = \left(1 + \frac{\text{SWR} - 1}{\text{SWR} + 1}\right) U = \frac{2 \text{SWR}}{\text{SWR} + 1} U$$

Da die Fehlanpassung meist klein ist, kann angenähert geschrieben werden:

$$\text{SWR} = 1 + \varepsilon$$

$$\frac{2 \text{SWR}}{\text{SWR} + 1} = \frac{2(1 + \varepsilon)}{2 + \varepsilon} = \frac{1 + \varepsilon}{1 + \frac{\varepsilon}{2}} \approx (1 + \varepsilon) \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right) =$$

$$= 1 + \varepsilon - \frac{\varepsilon}{2} + \frac{\varepsilon^2}{2} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2}$$

$$\sqrt{1 + \varepsilon} \approx 1 + \frac{\varepsilon}{2}$$

folglich

$$\frac{2 \text{SWR}}{\text{SWR} + 1} \approx \sqrt{\text{SWR}}$$

$$U_{\max \text{ eff}} = 2 \sqrt{P_{T \text{ eff}} \cdot Z_o \cdot \text{SWR}}$$

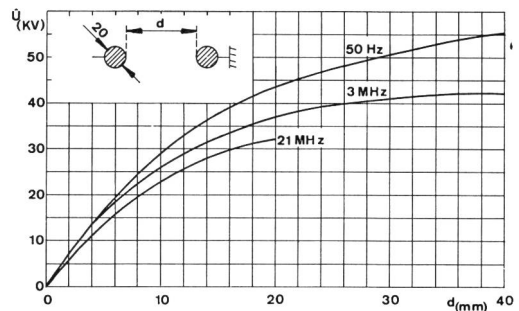


Fig. 11
Überschlagspannung zwischen zwei Kugeln von 20 mm ∅ (Temperatur 21° C, Barometerstand 722 mm Hg)

Für diese Spannung muss die Leitung bemessen werden. In *Figur 11 und 12* sind gemessene Spitzenspannungswerte von Überschlügen in Luft an Kugelfunkenstrecken in Funktion des Abstandes und der Frequenz aufgetragen.

Der genaue Phasenabstand einer Zwei- oder Mehrdraht-Leitung wird meist mit Distanzisolatoren gewährleistet. Ein solcher besteht aus einem Keramikstab, der entweder mit einer Blei-Antimon-Legierung oder mit einem Epoxy-Harz (Araldit), das mit viel Aluminiumpulver zu vermengen ist, in Metallkappen eingegossen wird.

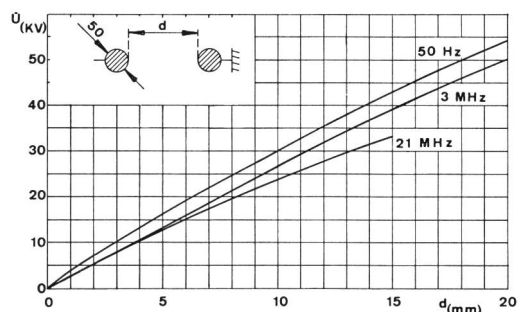


Fig. 12
Überschlagspannung zwischen zwei Kugeln von 50 mm ∅ (Temperatur 21° C, Barometerstand 722 mm Hg)

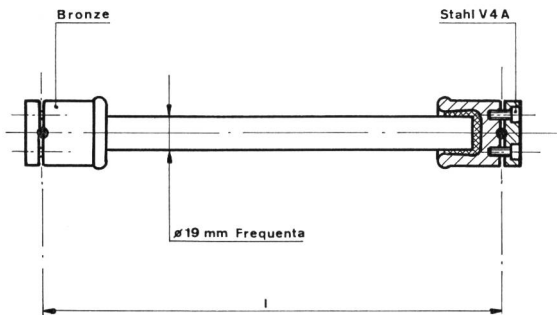


Fig. 13

Figur 13 zeigt einen solchen Distanzisulator herkömmlicher Bauart. Der kritische Abstand für die Spannungsfestigkeit ist hier die freie Keramik-Weglänge, die durch die beiden Kappen kürzer ist als der Leiterabstand. Im Freien werden sich auf dem Keramikstab mit der Zeit Ablagerungen von Staub und Verbrennungsrückständen (durch Luftverunreinigung) bilden, die zu Kriechstromwegen führen können. Die Praxis zeigt, dass mit $1,5 \dots 2 \text{ kV}_{\text{eff}}/\text{cm}$ freie Keramik-Weglänge als sicherer Wert für die Wahl der Distanzisulatoren gerechnet werden kann.

Figur 14 zeigt einen Distanzisulator für eine 300-Ohm-Leitung mit 500 kW Sendeleistung. Die Kappen sind unterhalb der beiden Leiter angebracht, so dass die freie Keramik-Weglänge grösser wird.

Der Distanzisulator in Figur 15 weist eine ähnliche Bauart auf wie jener in Figur 14 der Leiterabstand ist aber verstellbar, so dass der Wellenwiderstand um rund 20% variiert werden kann.

5. Keramische Werkstoffe für Isolatoren

Ein gebräuchliches Keramikmaterial ist Steatit. Bis etwa 250 kW Sendeleistung ist sein Verlustfaktor ausreichend. Das Material könnte sich bei höheren Leistungen, hohen Spannungen und ungünstigen Verhältnissen stark erwärmen, wodurch Gefahr besteht, dass das Blei in der Kappe weich wird und der Stab ausreißt.

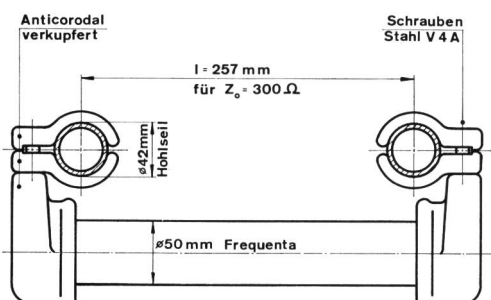


Fig. 14

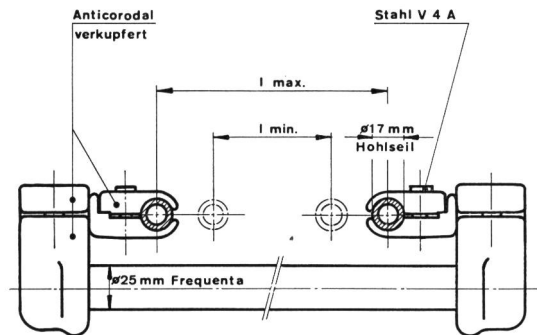


Fig. 15

Frequenta ist bei gleichen mechanischen Festigkeiten als Isolierstoff besser als Steatit, während Aluminiumoxyd sowohl mechanisch wie elektrisch ganz ausgezeichnete Werte aufweist, wie Tabelle III zeigt.

Tabelle III

	Steatit (Stemag)	Frequenta (Stemag)	Aluminiumoxyd 98% rein
Zugfestigkeit (glasierter Stab) kg/cm^2	600...1000	600...1000	1700...2100
Biegefestigkeit (glasierter Stab) kg/cm^2	1200...1600	1400...1600	3100...3600
Dielektrischer Verlustfaktor			
$\text{tg } \delta$ bei 20 °C und 1 MHz	$15 \cdot 10^{-4} \dots 20 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4} \dots 5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-4}$
$\text{tg } \delta$ bei 20 °C und 10 MHz	—	—	$1 \cdot 10^{-4} \dots 4 \cdot 10^{-4}$
Preisfaktor	1	1	3...4

6. Die Koronafeldstärke

Sie ist abhängig von der Oberflächenbeschaffenheit des Leiters, von dessen Durchmesser und den Umweltbedingungen, jedoch unabhängig vom Phasenabstand und der Leiterzahl je Phase.

Wird die Koronafeldstärke erreicht, beginnen Koronaentladungen. An Feederleitungen äussern sich diese in mehr oder weniger stark leuchtenden Entladungserscheinungen, die teils aus Büschel-, teils aus Glimmentladungen bestehen.

(Unter Glimmen versteht man eine ruhige, stehende Lichterscheinung. Büschelentladung ist eine Entladung in Form eines Büschels mit verzweigtem Geäst um den Leiter und unruhigen Strahlen.)

Für Hochspannungsleitungen (50 Hz) wird heute ein Koronagradient von 17 KV/cm [3] angenommen. Dies ist ein Grenzwert, bei dessen Überschreiten Koronaentladungen

gen einsetzen. Er gilt für trockenes Wetter, blankpolierten Draht von 20...30 mm \varnothing , 23° C und einen Barometerstand von 760 Torr.

Messungen von Koronaentladungen bei 27 MHz ergaben eine Reduktion dieses Gradienten um etwa 15%. Er wurde zu 14,7 KV/cm für Hochfrequenz ermittelt.

Beschaffenheit der Leiter

a) Leiteroberflächenfaktor m_1

Leiter	m_1
blankpolierter Runddraht	1,0
Drähte nach längerer Zeit im Freien	0,98...0,88
neue Kupferseile (mit Metallkanten, Fettspuren)	0,81
alte Kupferseile (Metallkanten weggebrannt, Zwischenräume mit verkohlten, organischen Staubteilchen ausgefüllt, als poröse Masse die Feuchtigkeit verteilend)	0,88

b) Leiterdurchmesser

Für Seile wird der äquivalente Durchmesser $d_{\bar{a}}$ eingesetzt. Mit zunehmendem Durchmesser sinkt die Koronafeldstärke. Auch die elektrische Feldstärke nimmt mit zunehmendem Durchmesser ab, jedoch wird die Queldichte des Feldes geringer, dadurch wird die Büschelentladung begünstigt.

Umweltbedingungen

a) Temperatur

Versuche bei 760 Torr zeigten, dass die Spannungen, die bei veränderlicher Temperatur gleiche Verluste ergeben, proportional $\frac{(273 + 23)^\circ \text{C}}{(273 + t)^\circ \text{C}}$ sind.

Die Strombelastung kann die unmittelbare Umgebungstemperatur des Leiters erhöhen, während diese massgebend für die Korona ist. Die Ermittlung von $t = F(P)$ wird im folgenden Kapitel behandelt.

b) Aus Temperatur und Luftdruck ergibt sich die relative Molekulardichte der Luft, bezogen auf 760 Torr und 23° C:

$$D_{23} = \frac{(273 + 23)^\circ \text{C} \cdot (B - 5\%) \text{ Torr}}{(273 + t_{\max})^\circ \text{C} \cdot 760 \text{ Torr}} = \frac{0,2922 (B - 5\%) }{(273 + t_{\max})^\circ \text{C}}$$

t_{\max} ist die höchste Umgebungstemperatur unmittelbar am Leiter

$B - 5\%$ ist der durchschnittliche Barometerstand, vermindert um 5% für Luftdruckschwankungen
B wird der Kurve *Figur 16* entnommen.

Es ist

$$760 \text{ Torr} = 760 \text{ mm Hg} = 1013 \text{ mb} = 1 \text{ ata} = 1,013 \text{ kg/cm}^2$$

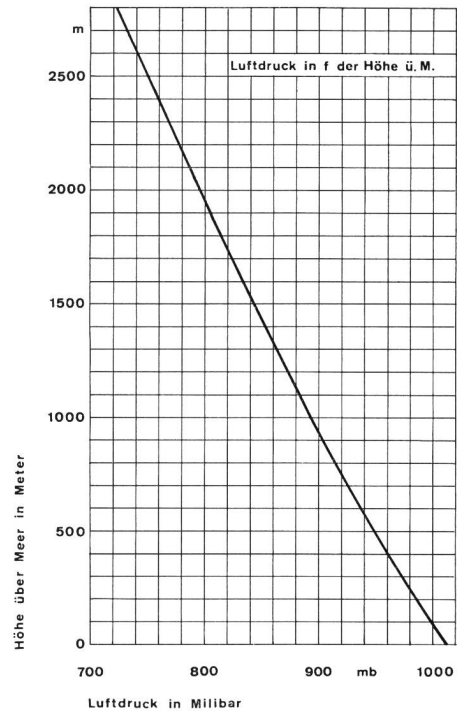


Fig. 16

c) Luftfeuchtigkeitsfaktor m_2

Meteorologische Bedingungen	m_2
Trockenes Wetter	1
Regen, Nebel, Schnee	0,8
Rauhreif, Tropfenreihen (nach dem Regen oder nach Schmelzen des Rauhreifes bilden sich Tropfenreihen, die den Leiter direkt berühren)	0,5

Feldstärke für den Koronaeinsatz

$$E_k = 14,7 \cdot D_{23} \cdot m_1 \cdot m_2 \cdot \left(1 + \frac{1,376}{\sqrt{d_{\bar{a}} \text{ (mm)} \cdot D_{23}}} \right) \left(\frac{\text{kV}}{\text{cm}} \right)$$

$$D_{23} = \frac{0,2922 (B - 5\%) }{273 + t_{\max} \text{ (}^\circ \text{C)}}$$

Betreffend die Konstante 1,376 siehe [5]

Die Sicherheit ergibt sich aus dem Quotienten von Koronafeldstärke zu elektrischer Feldstärke zwischen den phasenverschiedenen Leitern.

$$s = \frac{E_k}{E}$$

Die Sicherheit sollte wenigstens 1,5 erreichen. Je mehr die Sicherheit dem Wert 1,0 zustrebt, desto grösser wird die Gefahr von Koronaeinsatz.

7. Die Oberflächentemperatur eines stromdurchflossenen Hochfrequenzleiters

In der Literatur sind Angaben über Oberflächentemperaturen stromdurchflossener Leiter sehr spärlich zu finden. Es werden einige Formeln zu ihrer Berechnung genannt, die meist Konstanten unbekannter Herkunft aufweisen; die Resultate weichen denn auch sehr stark voneinander ab. Die beste Theorie zur Berechnung konnte in einer Schrift der *Universität Göteborg* [2] gefunden werden. Der Verfasser benutzt darin eine Wärmeübergangszahl h zwischen Metall und umgebender Luft, die er, ausgehend von den Messungen von *Heilmann* an Rohren mit 13 mm Durchmesser, näher untersuchte. Da der Konvektionsanteil von h aber mit abnehmendem Leiterdurchmesser stark zunimmt, findet er für einen 2 mm starken Draht ein grösseres h als Heilmann mit den erwähnten Rohren. Weitere Angaben werden nicht gemacht, so dass diese Wärmeübergangszahl durch eigene Messungen zu bestimmen versucht wurde.

Die Messung der Oberflächentemperatur von hochfrequenzdurchflossenen Leitern ist sehr schwierig, ganz besonders im Freien. Im Antennengelände des schweizerischen Kurzwellensenders Schwarzenburg wurden im vergangenen Sommer verschiedene Methoden versucht. Erst wurden an den Leitern Alkoholthermometer (der Alkohol war mit nichtmetallischen Substanzen eingefärbt) satt angelegt. Nach wenigen Minuten platzten diese, da das Glas, offenbar wegen seines schlechten Dielektrikums, sehr heiss wurde. Mit Temperaturfühler, die nur einige Sekunden Messzeit benötigen, wurde in kurzen Abschaltphasen des Senders eine Bestimmung der Erwärmung versucht. Wiederum ohne Erfolg. Die Einstrahlung benachbarter, unter Spannung stehender Speiseleitungen war zu gross, so dass augenblicklich Vollausschlag am Messinstrument registriert wurde. Temperaturmesskreiden «Thermochrom» hatten wiederum den Nachteil, dass sie erst für 65 und mehr Grad C erhältlich sind, und für die Messung der Sender abgeschaltet werden muss. Ein Leiter im Freien kühlt sich dabei aber so rasch ab, dass das Anstreichen und Beobachten eines möglichen Farbumschlages zu lange dauert.

Es blieb als letzte und in der Praxis sehr brauchbare Lösung die Verwendung von Schmelzkörpern, das heisst organischen Verbindungen mit definiertem Schmelzpunkt. Man kann solche fertig beziehen oder anhand der einschlägigen Literatur selber zusammenstellen. Diese Schmelzkörper werden in kleine Papierschnitzel eingelegt und dann satt auf den Leiter aufgebracht. Wegen der Handwärme beim Anbringen und Verkleben am Leiter eignen sich Verbindungen mit Schmelzpunkten unterhalb etwa 35° C nicht. Die Versuche zeigten, dass ein Leiter im Freien nach einer Stunde Stromdurchfluss seine Oberflächentemperatur nicht

mehr erhöht. Anhand der geschmolzenen Körper kann diese Temperatur ermittelt werden. Die Abstufung der Schmelzkörper beträgt etwa 5° C.

Ausgehend von den bekannten Grössen, nämlich den Parametern der Energieleitung, der Hochfrequenzleistung und der Frequenz, soll nach der von *Stig Ekelöf* in [2] beschriebenen Methode die Oberflächentemperatur der Leiter ermittelt werden. Da seine Formeln auf einem gleichstromdurchflossenen Leiter beruhen, wird der Hochfrequenzstrom erst mit Hilfe seiner Eindringtiefe durch den die gleiche Erwärmung im Leiter erzeugenden Gleichstrom ersetzt.

Die Eindringtiefe s eines Hochfrequenzstromes in einem Leiter sei jene Schichtdicke, bei der die Stromdichte auf $\frac{1}{e}$ gegenüber der Oberflächenstromdichte abgesunken sei

$$s = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_o \mu_r \sigma f}}$$

wobei

$$\mu_o = 4 \pi \cdot 10^{-7} \left(\frac{\Omega \text{ s}}{\text{m}} \right)$$

$$\mu_r = 1$$

$$\sigma_{\text{Cu}} = 58,0 \cdot 10^6 \left(\frac{1}{\Omega \text{ m}} \right)$$

$$s = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 4 \pi \cdot 10^{-7} \cdot 58 \cdot 10^6 \cdot f}} = \frac{66,1}{\sqrt{f_{(\text{MHz})}}} \cdot 10^{-6}(\text{m})$$

Sind die Gleichstromleistung

$$P = I^2 R = I^2 \cdot \rho \frac{4}{\pi d^2}$$

und die Hochfrequenzleistung

$$P_{\text{HF}} = I_{\text{HF}}^2 R_{\text{HF}} = I_{\text{HF}}^2 \rho \frac{1}{\pi d s}$$

für denselben Drahtdurchmesser d und spezifischen elektrischen Widerstand identisch, wird

$$\frac{4 I^2 \rho}{\pi d^2} = \frac{I_{\text{HF}}^2 \rho}{\pi d s} \longrightarrow I_{\text{HF}} = I \sqrt{\frac{4 s}{d}}$$

$$I = \sqrt{\frac{d I_{\text{HF}}^2}{4 s}} = \sqrt{\frac{d_{(\text{cm})} I_{\text{HF}}^2 \sqrt{f_{(\text{MHz})}}}{4 \cdot 66,1 \cdot 10^{-4}}} = \sqrt{38 d_{(\text{cm})} I_{\text{HF}}^2 \sqrt{f_{(\text{MHz})}}} \quad (\text{A})$$

Aus der Wärmeübertragung ist bekannt, dass die Wärmemenge, die in unserem Fall vom erwärmten Hochfrequenzleiter zur ihn umgebenden kühleren Luft fliesst, je Zeiteinheit

$$Q = h \cdot \frac{\pi d^2}{4} (t_{1 \text{ Leiter}} - t_{2 \text{ Luft}}) \text{ ist.}$$

h ist die Wärmeübergangszahl zwischen Metall und Luft und beträgt

$$h = \frac{4 Q}{\pi d^2 (t_1 - t_2)} \left(\frac{\text{kcal}}{\text{Std m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}} \right) = 1,161 \cdot 10^{-4} \left(\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}} \right)$$

Der stationäre Endwert der Leiteroberflächentemperatur ist

$$t = \frac{d}{2} \cdot \frac{1}{2h} c \quad (^\circ\text{C})$$

wobei c die im Leiter je Volumeneinheit entwickelte Wärme ist (W/cm^3).

c wird aus Stromdichte J und spez. elektrischem Widerstand ρ bestimmt:

$$c = \rho J^2$$

Somit wird die Oberflächentemperatur des Leiters

$$t = \frac{d \rho J^2}{4 h} = \frac{4 \rho I^2}{h \pi^2 d^3} = \frac{4 \cdot 38 \rho I_{\text{HF}}^2 \sqrt{f_{\text{(MHz)}}}}{h \pi^2 d^2}$$

$$t = 26,5 \cdot 10^{-6} \frac{I_{\text{HF}}^2 \sqrt{f_{\text{(MHz)}}}}{h \cdot d^2 n^2} \quad (^\circ\text{C})$$

mit $\rho = 1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$, n = Leiterzahl pro Phase

A. Schack zeigt in seinem sehr umfangreichen Werk [4] auf Seite 90 die Messresultate von Heilmann und Koch in Diagrammform der Wärmeübergangszahlen waagrecht Rohre in ruhender Luft. Für kleine Oberflächentemperaturen von $20 \dots 60^\circ$, wie sie bei mittleren bis grösseren Leistungen an Hochfrequenzleitern auftreten, werden Werte ermittelt für h von $11 \dots 13 \text{ kcal}/\text{m}^2 \text{ Std } ^\circ\text{C}$, entsprechend $13 \cdot 10^{-4} \dots 15 \cdot 10^{-4} \text{ W}/\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ an Rohren von $13 \dots 14 \text{ mm}$ Durchmesser. Ekelöf fand für einen 2 mm starken Kupferdraht in ruhender Luft einen Wert $h = 17 \cdot 10^{-4} \text{ W}/\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$, der für die üblichen HF-Leiterquerschnitte etwa zutreffen könnte. Obwohl h und ρ temperaturabhängig sind, werden beide Werte als konstant angenommen, da die gemessenen Temperaturunterschiede, wie vorstehend erwähnt, klein sind.

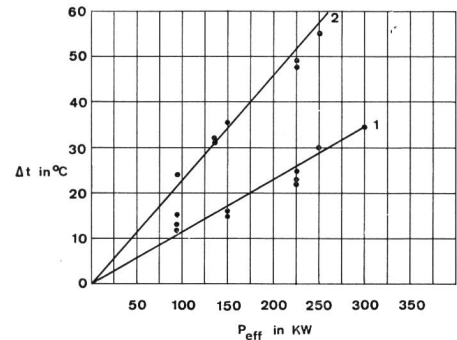
In der Antennenanlage des Kurzwellensenders Schwarzenburg (800 m über Meer) wurden im August 1967 die in Figur 17 eingetragenen Werte ermittelt. Der Barometerstand betrug 697 mm Hg, und die Lufttemperatur schwankte zwischen $19 \dots 26^\circ$ bei praktischer Windstille.

Die den Temperaturwerten zugeordneten HF-Leistungen gelten für den Ort der Messung.

Kurve 1: Vierdraht-Feeder (n = 2) mit Kupferdrähten schwarzer Oberfläche von 5 mm \varnothing , resultierende Wärmeübergangszahl

$$h = 21,5 \cdot 10^{-4} \left(\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}} \right).$$

Fig. 17



Kurve 2: Zweidraht-Feeder mit denselben Kupferdrähten,

$$h = 43 \cdot 10^{-4} \left(\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C}} \right).$$

8. Die Leistungsverluste im Hochfrequenzleiter

Die Bestimmung der Leistungsverluste ist schwierig, da der Boden einen grossen Einfluss ausübt, selbst dann, wenn die Leitung in 8...10 m Höhe aufgehängt wird. Auf dem Antennengelände in Schwarzenburg wurden die Verluste an Feedern verschiedener Länge, mit 8,4 m mittlerem Bodenabstand, für verschiedene Leistungen und Frequenzen gemessen. Als Abschlusswiderstand der Leitungen diente eine Kunstantenne. Die Leistungen wurden kalorimetrisch bestimmt. Während der Messungen war das Wetter sonnig und trocken mit Temperaturen zwischen $3 \dots 12^\circ$ und einem Barometerstand von 694 mm Hg.

Die gemessene Vierdraht-Leitung weist einen Phasenabstand von 250 mm, einen Abstand der Drähte gleicher Phase von 150 mm und einen Draht- \varnothing von 5 mm Cu auf. Die Drahtoberflächen sind schwarz.

Figur 18 zeigt den prozentualen Leistungsverlust in Funktion von Leitungslänge, vier verschiedenen Sendeleistungen (nämlich 100, 150, 250 und 375 kW_{eff}) und der Frequenz von 9535 kHz.

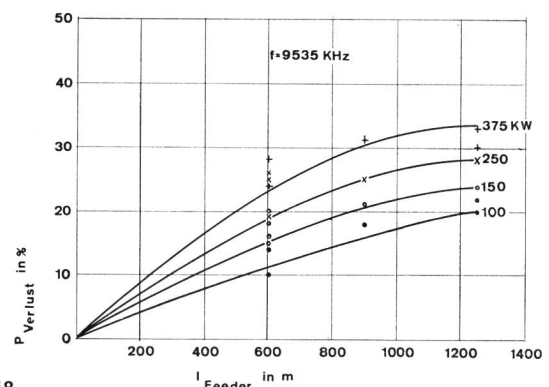


Fig. 18

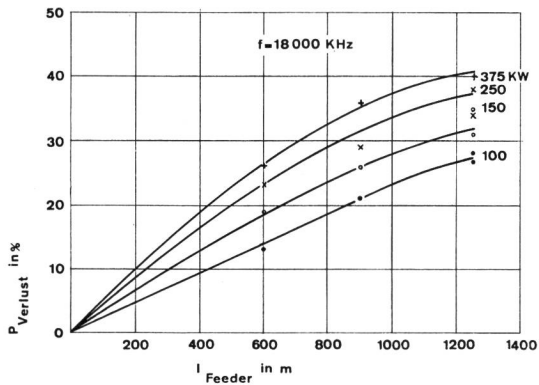


Fig. 19

In *Figur 19* sind dieselben Messresultate für 18 MHz festgehalten.

Eine Zusammenfassung der Resultate zeigt *Figur 20*. Für 900 m Feederlänge ist bei grösser werdender Sendeleistung die prozentuale Zunahme der Verluste für die beiden Messfrequenzen aufgetragen.

Berechnet man lediglich die in der Leitung auftretenden Verluste, ohne den Boden zu berücksichtigen, werden gegenüber den Messungen bis zu 400% niedrigere Werte erhalten.

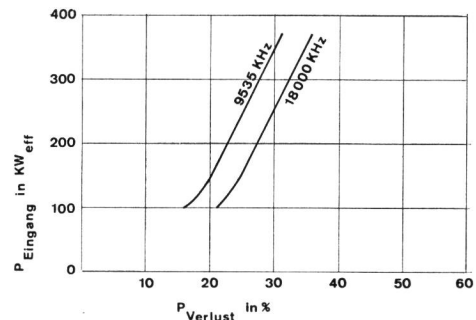


Fig. 20

Literaturverzeichnis

- [1] *Humm B.* Lignes symétriques à haute puissance et basse impédance. Bulletin Technique PTT/Techn. Mitt. PTT 44 (1966) no 11, p. 368...374.
- [2] *Ekelöf S.* Die Temperaturverteilung in einem gleichstromdurchflossenen langen Metallzylinder mit kreisförmigem Querschnitt. Transactions of Chalmers University of Technology Gothenburg, Sweden, Nr. 167, 1955.
- [3] *Roth A.* Hochspannungstechnik. Springer, Wien, 1959, S. 223, 232...235.
- [4] *Schack A.* Der industrielle Wärmeübergang. Verlag Stahleisen, Düsseldorf, 1959.
- [5] NAB Engineering Handbook, Mc Graw-Hill, New York, 1960, Kap. 2. S. 192.