

Ueber Breitbandantennen bei langen Wellen.

H.Brückmann, Berlin

Im Bereiche der Deutschen Reichspost kommen Breitbandantennen-Fragen z.B. bei sprach- und musikmodulierten Sendern für lange Wellen vor. Bei diesen tritt ein verhältnismässig breites Band auf. Andererseits wird aus verschiedenen Gründen eine möglichst geringe Antennenhöhe gefordert. Dadurch wird es schwierig, die hohen Modulationsfrequenzen verzerrungsfrei zu übertragen. Aber auch bei Längstwellensendern für Schnelltelegraphiebetrieb und bei UKW-Sendern mit Fernseh-Modulation oder Impulstastung treten die gleichen Probleme auf.

In der Erkenntnis, dass eines ins andere greift, haben wir uns die Aufgabe gestellt, die Uebertragungsglieder von den Endröhren bis zum Fernfeld der Antenne für sich allein zu betrachten^{x)}, also nicht etwa nur die Antenne für sich allein (Abb.1).

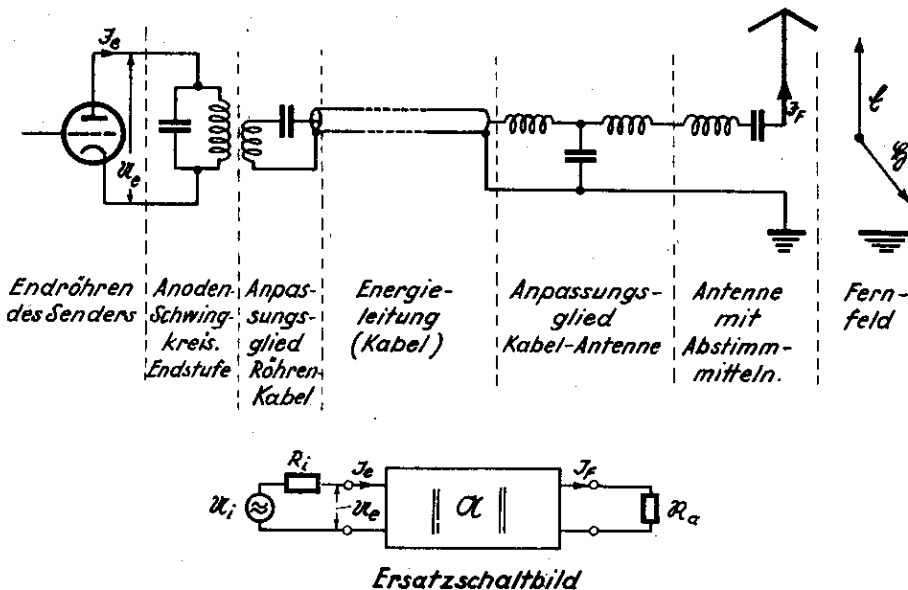


Abb. 1 Beispiel für Uebertragungsweg von Endstufenröhren des Senders bis Fernfeld der Antenne.

^{x)} Wittbrodt, Dissertation T.H.Berlin, eingereicht 1942.

Dazu seien zunächst sämtliche Übertragungsglieder zwischen Endröhren und Antenne durch einen Vierpol ersetzt. Die Endröhren dürfen für diese Betrachtungen ersetzt werden durch eine Spannungsquelle mit der frequenzunabhängigen EMK U_1 und dem frequenzunabhängigen und rein ohmschen Innenwiderstand R_i , die Antenne nebst Abstimmmitteln durch einen komplexen Widerstand R_a . Für die Trägerfrequenz ist der Scheinwiderstand der Antenne einschließlich Abstimmmitteln rein ohmsch, d.h. reell, ebenso der Eingangswiderstand des Vierpols, der ja zugleich der Aussenwiderstand der Röhren ist. Von diesem kann weiter ausgesagt werden, dass er zu dem Innenwiderstand der Endröhren in einem bestimmten Verhältnis stehen muss, wenn die von den Endröhren abgegebene Trägerleistung möglichst gross und zugleich die Modulation möglichst verzerrungsfrei sein soll. Wie durch Messung in Übereinstimmung mit der Theorie gefunden wurde, ist dieses Verhältnis $\frac{R_i}{R_{e0}} = K$ praktisch unabhängig von den Röhrendaten und den Röhrenbetriebswerten, dagegen stark abhängig von dem Modulationsverfahren. Bei Anodenspannungsmodulation in der Endstufe ist K wesentlich kleiner als 1 (etwa $\frac{1}{6}$), bei Gitterspannungs- oder Vorstufen-Modulation grösser als 1 (etwa 2). Das gilt für Amplitudenmodulation. Bei Frequenz- und Phasenmodulationsverfahren sind die Verhältnisse in den Endstufenröhren noch nicht genauer untersucht worden. Wahrscheinlich ist hier K wesentlich kleiner als 1.

Mit Hilfe dieses Ersatzschaltbildes sind die in Abb. 2 dargestellten, als Beispiele gedachten Kurven erhalten worden. Als Abszisse ist die Verstimmung $\epsilon = \frac{f-f_0}{f_0}$ aufgetragen. Die Abhängigkeit der Amplitude des Antennenstromes von ϵ , bezogen auf die Amplitude bei der Trägerfrequenz, sei Durchlässigkeitskurve genannt. Die Abhängigkeit der Phasendifferenz des Antennenstromes und der EMK von ϵ , vermindert um die Phasendifferenz bei der Trägerfrequenz, sei Phasenkurve genannt. Eigentlich müsste auch die Abhängigkeit der Strahlung vom Antennenstrom bei Verstimmung untersucht werden. Da das hier zu weit führen würde, sei vorausgesetzt, dass diese Abhängigkeit vernachlässigbar ist.

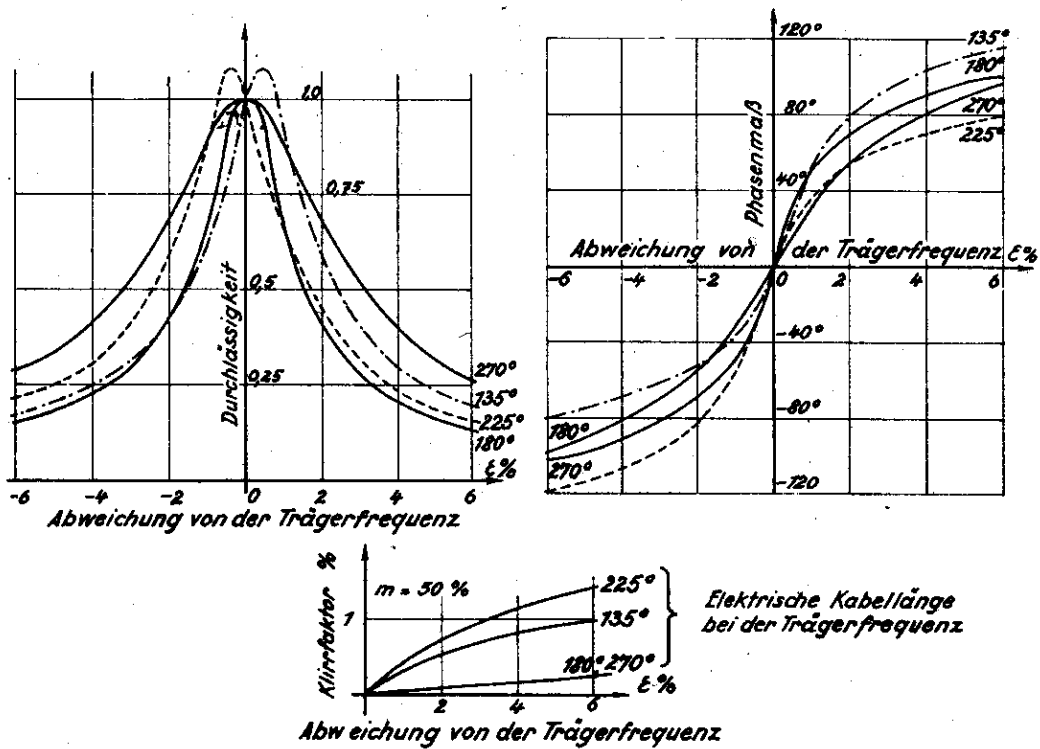


Abb. 2 Einfluss des Phasenmaßes
Schaltung PKÜ, $K = \frac{1}{2}$ (nach Wittbrodt).

In dem Fall, dass K den praktischen Verhältnissen entsprechend verschieden von 1 ist, zeigt sich nun bei der Durchrechnung von Beispielen, dass im allgemeinen angenäherte Symmetrie der Kurven dann und nur dann vorhanden ist, wenn das Gesamtphasenmaß der Uebertragungsglieder zwischen Endröhren und Antenne für die Trägerfrequenz null oder ein ganzes Vielfaches von 90° ist. Mit Rücksicht auf die linearen und vor allem die nichtlinearen Verzerrungen der Modulation müssen also Werte des Gesamtphasenmaßes, die von 0° , 90° , 180° usw. abweichen, vermieden werden. Die Unsymmetrie ist in diesem Fall übrigens umso stärker, je mehr K von 1 abweicht.

Für den Verlauf der Durchlasskurve ist die "Durchlassbreite" ϵ_D charakteristisch. Unter dieser sei -an sich willkürlich- diejenige Verstimmung verstanden, bei der der Antennenstrom auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache des Wertes bei der Trägerfrequenz abgefallen ist. Sie entspricht der "45°-Verstimmung" nach Barkhausen. Zunächst seien Antennen, deren scheinbare elektrische Länge kleiner als etwa $\frac{3}{8}\lambda$ ist, betrachtet. Bei ihnen ändert sich der Wirkanteil des Antennenscheinwiderstandes mit der Verstimmung wenig im Verhältnis zum Blindanteil. Von einer Fußpunktkompensation u.ägl. mit ihren Schwierigkeiten bei großen Senderleistungen sehen wir ab. Dann gilt angenähert bei einem Gesamtphasenmaß

von 0° oder 180° usw.:

$$\varepsilon_D \approx \frac{R_{Fo}}{b} (1+K),$$

und bei einem Gesamtphasenmaß von 90° oder 270° usw.:

$$\varepsilon_D \approx \frac{R_{Fo}}{b} \left(1 + \frac{1}{K}\right)$$

R_{Fo} und die Grösse b hängen nur von der Antenne ab, worauf noch eingegangen wird. An Hand dieser Näherungsformeln lässt sich sofort übersehen, ob die Durchlassbreite grösser oder kleiner als im Fall $K = 1$ ist, wenn K von 1 abweicht.

Physikalisch lässt sich dieses Ergebnis folgendermaßen deuten: Die Antenne einschliesslich ihrer Abstimmittel ist ein Zweipol, dessen Schwinwiderstandsbetrag für elektrische Antennenlängen unter $\frac{3}{8} \lambda$ bei der Trägerfrequenz ein Minimum aufweist. Die Endröhren haben einen frequenzabhängigen Innenwiderstand, der transformiert im Antennenkreis erscheint. Nun werden die Endröhren mit einem Aussenwiderstand betrieben, der bei der Trägerfrequenz in einem bestimmten Verhältnis zu ihrem Innenwiderstand steht. Bei einem Phasenmaß des Vierpols von 0 oder 180° besteht zwischen dem Antennenwiderstand bei der Trägerfrequenz und dem auf den Antennenkreis transformierten Innenwiderstand das gleiche Verhältnis, bei einem Phasenmaß von 90° oder 270° aber das inverse Verhältnis. Ist der auf den Antennenkreis transformierte Innenwiderstand kleiner als der Antennenwiderstand bei der Trägerfrequenz, so wird die Fehlanpassung mit der Verstimmung nur noch grösser. Der Antennenstrom nimmt dann stärker ab, als wenn bei der Trägerfrequenz Anpassung herrscht, und die Durchlassbreite wird geringer. Ist der Innenwiderstand aber grösser als der Antennenwiderstand bei der Trägerfrequenz, so wird die Fehlanpassung mit der Verstimmung geringer, zumindest anfänglich. Der Antennenstrom nimmt dann zu oder wenigstens nicht so stark ab, als wenn bei der Trägerfrequenz Anpassung herrscht, die Durchlassbreite wird grösser.

Diese rechnerisch gewonnenen Erkenntnisse sind durch Messungen an einem Versuchssender vollauf bestätigt worden (Abb. 3 und 4). Man sieht, dass man bei Anodenspannungsmodulation ($K = 0,15$) und einem 90° -Vierpol eine sehr viel grössere Durchlassbreite erhält als bei $K = 1$.

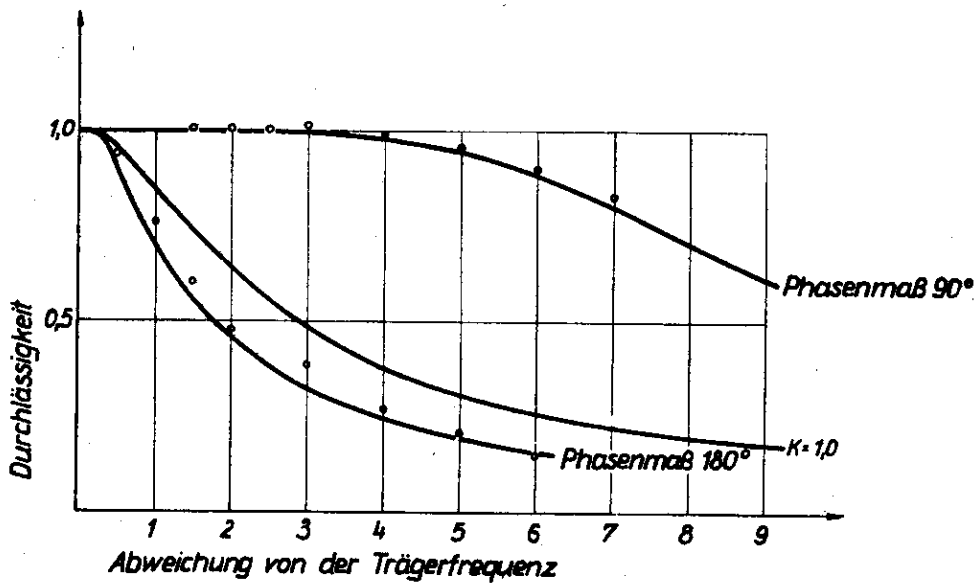


Abb. 3 Durchlässigkeitskurven bei Anodenspannungsmodulation mit $K = 0,15$ (nach Wittbrodt).

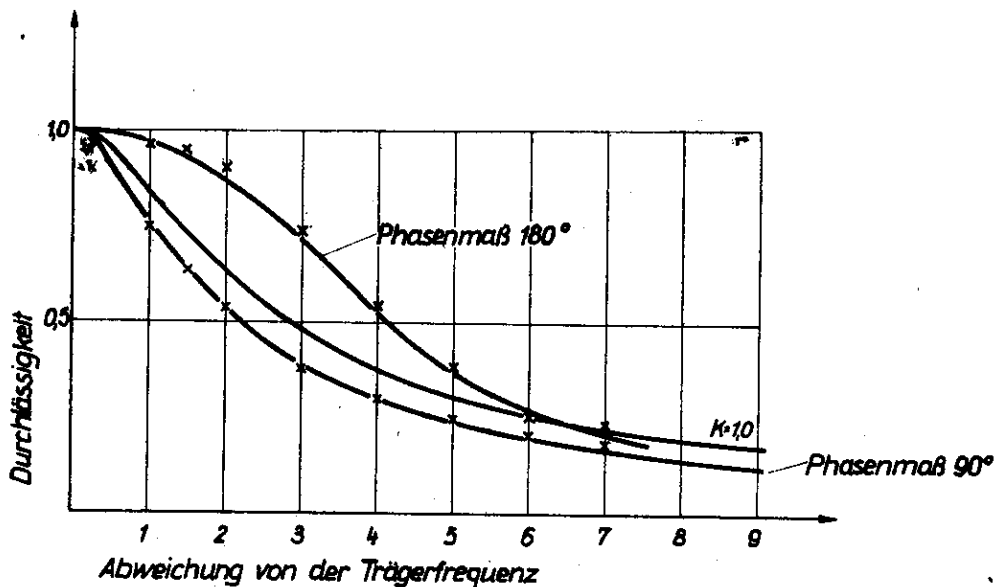


Abb. 4 Durchlässigkeitskurven bei Gitterspannungsmodulation mit $K = 1,8$ (nach Wittbrodt).

Mit einem 180° -Vierpol ist die Durchlassbreite dagegen geringer als bei $K = 1$. Bei der Gitterspannungsmodulation ($K=1,8$) ist es umgekehrt. Die praktischen Forderungen, die sich hieraus ergeben, lassen sich mit ganz geringem Aufwand verwirklichen. Auch lassen sich bei vorhandenen Antennenanlagen noch

nachträglich einfache Phasendrehglieder anbringen, die das Gesamtphasenmaß auf den günstigsten Wert bringen.

Nunmehr sei der Einfluß der Antenneneigenschaften betrachtet (Abb.5).

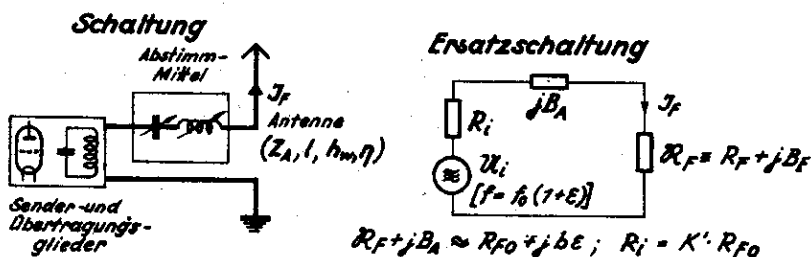


Abb. 5 Durchlassbreite ϵ_D einer Antenne für $l \approx 0,2\lambda$.

Uns interessiert vor allem der Fall, dass die Betriebswellenlänge länger als die Eigenwellenlänge der Antenne ist. Werden hierfür die erwähnten Größen b und R_{F0} durch den Wellenwiderstand Z_A der Antenne, ihre scheinbare elektrische Länge l , ihre wirksame Höhe h_w und ihren Wirkungsgrad η ausgedrückt, so ergibt sich die Faustformel:

$$\epsilon_D \approx 4737 \Omega \cdot \frac{\left(\frac{h_w}{\lambda_0}\right)^2 \left(\frac{l}{\lambda_0}\right)}{Z_A \eta} (1 + K')$$

Da sowohl die elektrische Länge als auch die wirksame Höhe der Bauhöhe der Antenne proportional sind, steigt demnach die Durchlassbreite mit der dritten Potenz der Bauhöhe. Diese ist also von ausschlaggebendem Einfluss. Dies ist der tiefere Grund, warum sich die Forderungen nach hoher Modulationsgüte und niedriger Bauhöhe so schwer vereinigen lassen. Da die Durchlassbreite quadratisch mit der wirksamen Höhe und nur

linear mit der elektrischen Länge wächst, sind solche Antennenformen im allgemeinen ungünstig, bei denen die Länge auf Kosten der wirksamen Höhe vergrössert wird, wie z.B. bei manchen Schirmantennen. Eine solche Einbusse an wirksamer Höhe kann vermieden werden, wenn die elektrische Länge durch waagerechte Endkapazitäten vergrössert wird, wie bei T-Antennen. Eine weitere Möglichkeit, bei gegebener Bauhöhe die Durchlassbreite zu erhöhen, ist die, den Wellenwiderstand der Antenne zu verringern, d.h. den Querschnitt des Antennenleiters zu vergrössern^{x)}.

Es seien drei gebräuchliche Formen verglichen. Allgemein ist angenommen: Bauhöhe 100 m, Wellenlänge 2000 m (150 kHz), Antennenwirkungsgrad 70% und $K = 1$. Bei einem einfachen selbstschwingenden Mast (Abb.6)

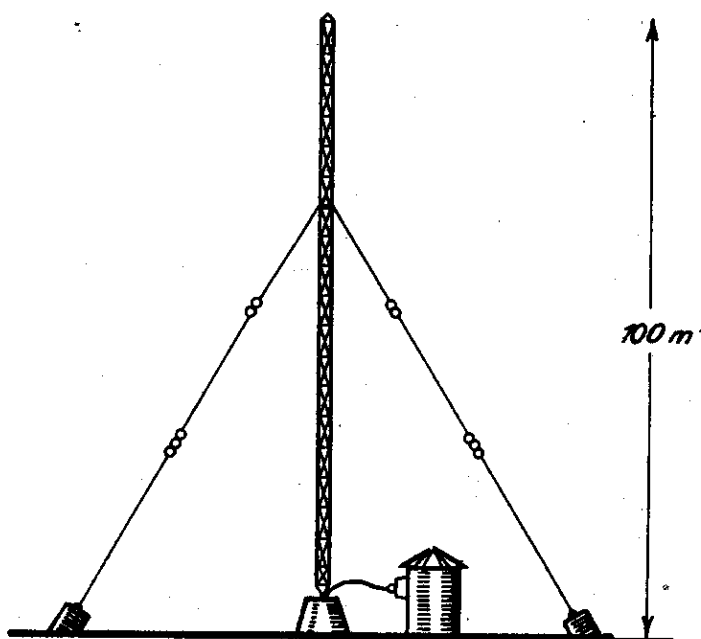


Abb. 6 Einzelstrahler.

von grosser Dicke ergibt sich eine Durchlassbreite von 340 Hz. Bei einer T-Antenne mit ziemlich langem Horizontaltell (Abb.7) ist die Durchlassbreite schon 700 Hz.

^{x)} vgl. L. Pungs u. K.Lamberts, Experimentelle Untersuchungen über Breitband-Antennen.

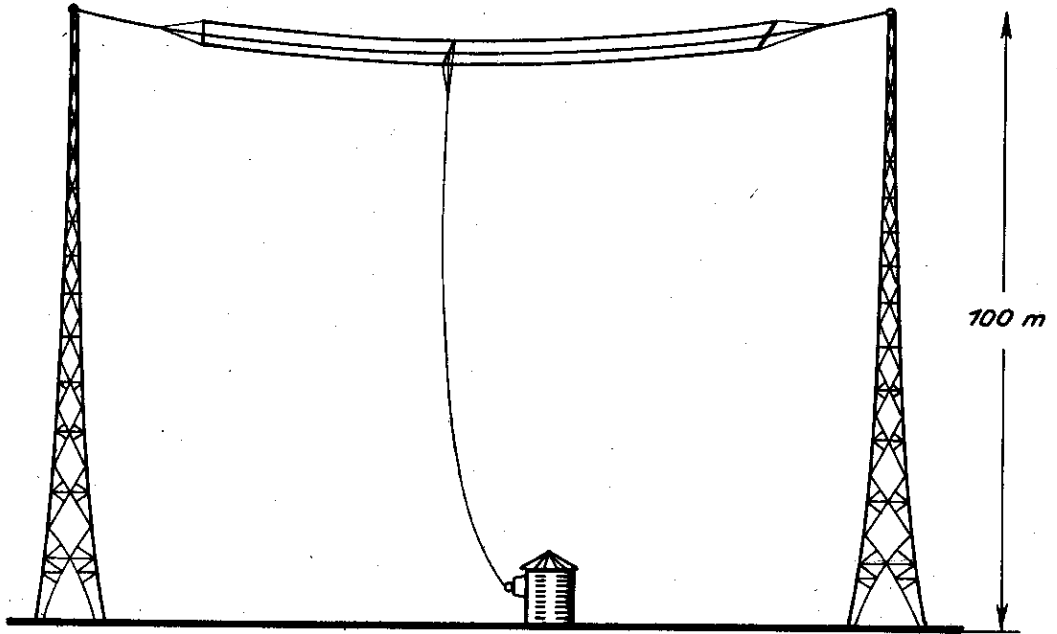


Abb. 7 T - Antenne.

Ordnet man drei derartige Antennen im Dreieck an und führt die Niederführungen zusammen (Abb.8), so ergibt sich rund 1800 Hz Durchlassbreite.

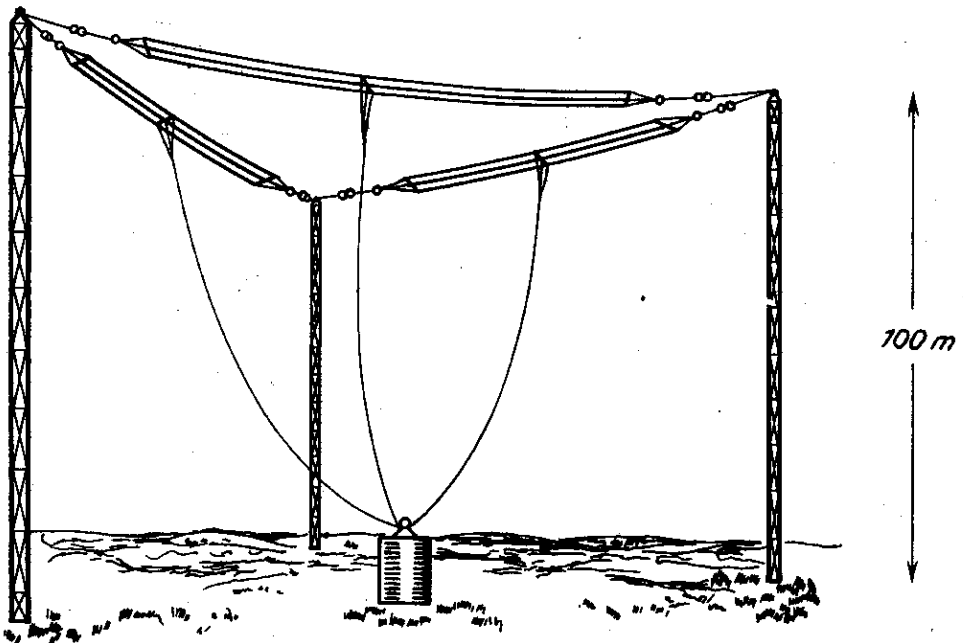


Abb. 8 Dreieckflächen - Antenne.

Diese Dreieckflächenantenne wird in grossem Umfang bei der DRP verwendet und hat sich gut bewährt. Je nach der Modula-

tionsart kann man durch direkte oder inverse Uebertragung des Innenwiderstandes der Endröhren in den Antennenkreis bis zum fünffachen der genannten Durchlassbreite kommen.