



Amateurfunk Prüfungsvorbereitung Klasse A

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

Methodik und Hinweis auf mögliche Fehler

Die richtigen Lösungen zu den Prüfungsfragen sind aus dem Fragenkatalog bekannt, hier geht es nur um den Weg dorthin.

- Bei Rechenaufgaben bekommst Du einen hoffentlich hinreichend nachvollziehbaren Lösungsweg präsentiert, der Dir zeigt, wie Du auf den richtigen Wert kommst.
- Bei Wissensfragen in Textform bekommst Du eine Argumentation, warum die richtige Lösung richtig und die anderen Lösungsvorschläge falsch sind.
- Außerdem bekommst Du die Hintergrundinformationen, die Du benötigst, um die Wissens-/Textaufgaben lösen zu können. Dies kann in vielen Fällen ausreichend sein, hängt aber auch von Deinen persönlichen Kenntnissen in Mathematik und Physik ab.
- Dieses Lernmaterial kann einen Amateurfunk-Prüfungsvorbereitungskurs vor Ort oder Online und/oder ein Lehrbuch selbstverständlich nicht ersetzen, sondern nur ergänzen.

Die Unterlage wurden nach bestem Wissen und Gewissen erstellt. Fehler sind jedoch nicht gänzlich auszuschließen ...

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

Überblick

Kapitel	Thema	Fragen	Anzahl
5.7.1	Antennen	AG101 – AG127	27
5.7.2	Antennenmerkmale	AG201 – AG229	29
5.7.3	Übertragungsleitungen	AG301 – AG320	20
5.7.4	Anpassung, Transformation, Symmetrierung, Mantelwellen	AG401 – AG429	29
5.7.5	Strahlungsleistung (EIRP und ERP)	AG501 – AG503	3
Summe			108

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG101 Eine $\lambda/2$ -Dipol-Antenne soll für 14,2 MHz aus Draht gefertigt werden. Es soll mit einem Verkürzungsfaktor von 0,95 gerechnet werden. Wie lang müssen die beiden Drähte der Dipol-Antenne jeweils sein?

- A** Je 5,02 m
- B** Je 10,56 m
- C** Je 10,03 m
- D** Je 5,28 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{ges} = \frac{\lambda}{2} \cdot \text{Verkürzung}; \quad L_{draht} = \frac{L_{ges}}{2}$$

Aufgabenstellung:

$$f = 14,2 \text{ MHz}$$
$$\text{Verkürzung} = 0,95$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{m}{s}}{14,2 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 21,13 \text{ m}$$

$$L_{ges} = \frac{\lambda}{2} \cdot 0,95 = \frac{21,13 \text{ m}}{2} \cdot 0,95 = 10,035 \text{ m}$$

$$L_{draht} = \frac{L_{Gesamt}}{2} = \frac{10,04 \text{ m}}{2} = 5,02 \text{ m}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG102 Eine $\lambda/2$ -Dipol-Antenne soll für 7,1 MHz aus Draht gefertigt werden. Wie lang müssen die beiden Drähte der Dipol-Antenne jeweils sein? Es soll hier mit einem Verkürzungsfaktor von 0,95 gerechnet werden.

- A** Je 10,04 m
- B** Je 10,56 m
- C** Je 20,07 m
- D** Je 21,13 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{ges} = \frac{\lambda}{2} \cdot \text{Verkürzung}; \quad L_{draht} = \frac{L_{ges}}{2}$$

Aufgabenstellung:

$$f = 7,1 \text{ MHz}$$
$$\text{Verkürzung} = 0,95$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{m}{s}}{7,1 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 42,25 \text{ m}$$

$$L_{ges} = \frac{\lambda}{2} \cdot 0,95 = \frac{42,25 \text{ m}}{2} \cdot 0,95 = 20,07 \text{ m}$$

$$L_{draht} = \frac{L_{Gesamt}}{2} = \frac{20,07 \text{ m}}{2} = 10,04 \text{ m}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG103 Ein Drahtdipol hat eine Gesamtlänge von 20 m. Für welche Frequenz ist der Dipol in Resonanz, wenn mit einem Verkürzungsfaktor von 0,95 gerechnet wird?

A 7,125 MHz

B 6,768 MHz

C 7,500 MHz

D 7,000 MHz

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f} \Leftrightarrow f = \frac{c}{\lambda}; \quad L_{ges} = \frac{\lambda}{2} \cdot \text{Verkürzung}$$

Aufgabenstellung:

$$L_{ges} = 20 \text{ m}$$

$$\text{Verkürzung} = 0,95$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{7,1 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}} = 42,25 \text{ m}$$

$$20 \text{ m} = \frac{\lambda}{2} \cdot 0,95 \Rightarrow \lambda = 42,105 \text{ m}$$

$$f = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{42,105 \text{ m}} = 7,125 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}} = 7,125 \text{ MHz}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG104 Eine $\lambda/4$ -Groundplane-Antenne mit vier Radials soll für 7,1 MHz aus Drähten gefertigt werden. Für Strahlerelement und Radials kann mit einem Verkürzungsfaktor von 0,95 gerechnet werden. Wie lang müssen Strahlerelement und Radials jeweils sein?

A Strahlerelement: 10,04 m, Radials: je 10,04 m

B Strahlerelement: 21,13 m, Radials: je 21,13 m

C Strahlerelement: 10,56 m, Radials: je 10,56 m

D Strahlerelement: 20,06 m, Radials: je 20,06 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{Strahler} = \frac{\lambda}{4} \cdot \text{Verkürzung}$$

Aufgabenstellung:

$$f = 7,1 \text{ MHz}$$

$$\text{Verkürzung} = 0,95$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{m}{s}}{7,1 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 42,25 \text{ m}$$

$$L_{Strahler} = \frac{42,25 \text{ m}}{4} \cdot 0,95 \Rightarrow L_{Strahler} = 10,04 \text{ m}$$

Da nur vier Radials vorliegen, müssen diese ebenfalls auf f abgestimmt sein, d.h.

$$L_{Radial} = L_{Strahler}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG105 Eine 5/8- λ -Vertikalantenne soll für 14,2 MHz aus Draht hergestellt werden. Es soll mit einem Verkürzungsfaktor von 0,97 gerechnet werden. Wie lang muss der Draht insgesamt sein?

- A** 12,80 m
- B** 13,20 m
- C** 10,03 m
- D** 13,61 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{vertikal} = \frac{5}{8} \cdot \lambda \cdot \text{Verkürzung}$$

Aufgabenstellung:

$$f = 14,2 \text{ MHz}$$
$$\text{Verkürzung} = 0,97$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{m}{s}}{14,2 \cdot 10^6 \frac{1}{s}} = 21,13 \text{ m}$$

$$L_{vertikal} = \frac{5}{8} \cdot 21,13 \text{ m} \cdot 0,97$$

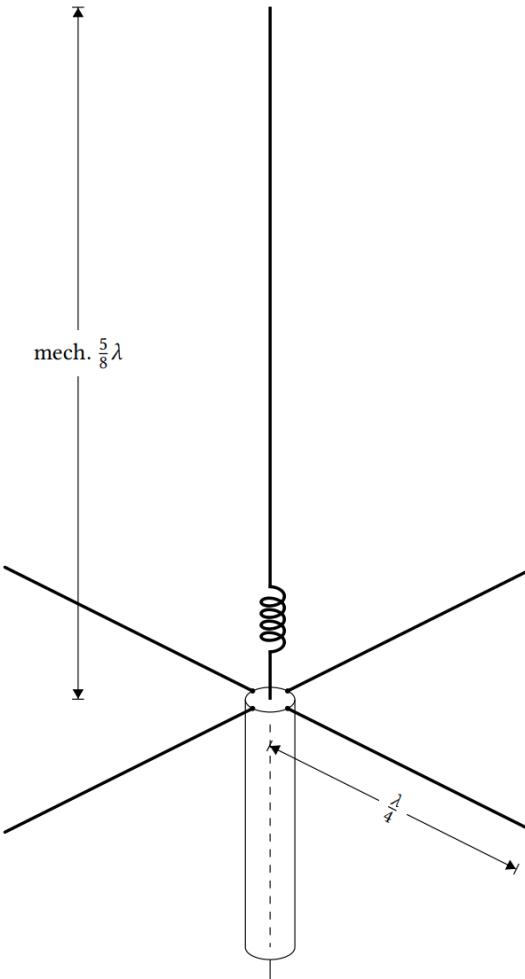
$$L_{vertikal} = 12,80 \text{ m}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG106 Wozu dient die Spule in dieser Antenne?

- A** Elektrische Verlängerung des Strahlers
- B** Elektrische Verkürzung des Strahlers
- C** Erhöhung der Ausbreitungsgeschwindigkeit
- D** Verringerung der Ausbreitungsgeschwindigkeit



Erklärung:

Die Spule ist eine sogenannte „Verlängerungsspule“.

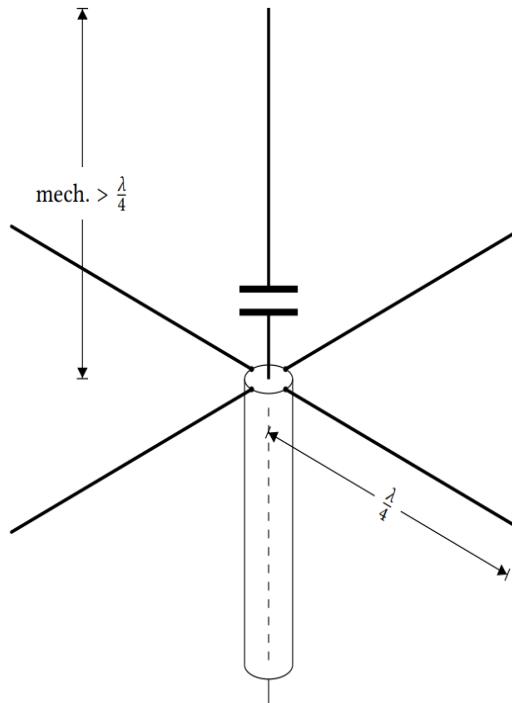
- $5/8\lambda$ ist keine resonante Länge.
- Um einen reellen Eingangswiderstand zu erhalten – was gleichbedeutend mit Resonanz ist – muss man den Strahler elektrisch bis zur 6/8-Resonanz ($3/4\lambda$) verlängern.
- Dann liegt ein reeller Eingangswiderstand von rund 60 Ohm vor.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG107 Wozu dient der Kondensator in dieser Antenne?

- A** Elektrische Verkürzung des Strahlers
- B** Elektrische Verlängerung des Strahlers
- C** Erhöhung der Ausbreitungsgeschwindigkeit
- D** Verringerung der Ausbreitungsgeschwindigkeit



Erklärung:

- **Verkürzung der elektrischen Länge**
Die effektive elektrische Länge der Antenne wird verkürzt, um die Antenne für bestimmte Frequenzen zu optimieren, die physische Länge aber nicht geändert werden soll.
- **Impedanzanpassung**
Der Kondensator ermöglicht die Impedanzanpassung, insbesondere wenn die Antenne von der typischen $\lambda/4$ -Groundplane-Konfiguration abweicht (z.B. $> \lambda/4$)
Die zusätzliche Höhe kann das Impedanzverhalten verschieben, und durch die Einführung eines Kondensators lässt sich die Resonanzfrequenz der Antenne gezielt justieren.
- **Kompensation von parasitären Effekten**
Eine Antenne größer als $\lambda/4$ kann parasitäre Elemente erzeugen. Der Kondensator fügt einen kapazitiven Effekt hinzu, der das Gesamtverhalten der Antenne stabilisiert.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG108 Was sollte in jeden Schenkel einer symmetrischen, zweimal 15 m langen Dipol-Antenne eingefügt werden, damit die Antenne im Bereich um 3,6 MHz resonant wird?

- A** Eine Spule
- B** Ein Parallelkreis mit einer Resonanzfrequenz von 3,6 MHz
- C** Ein Kondensator
- D** Ein RC-Glied

Erklärung:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{Draht} = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{2}$$

Aufgabenstellung:
 $f = 3,6 \text{ MHz}$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{3,6 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}} = 83,33 \text{ m}$$

$$L_{Draht} = \frac{83,33 \text{ m}}{4} = 20,83 \text{ m}$$

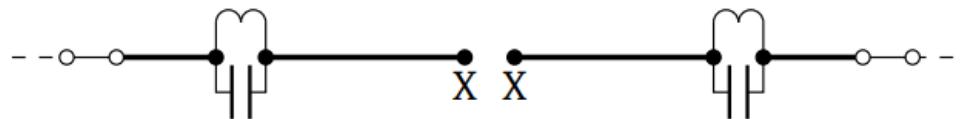
Die geplante 15 m pro Schenkel sind somit 5,83 m kürzer als die ideale Resonanzlänge.

Durch Einfügen einer Spule je Schenkel kann die Antenne elektrisch verlängert werden.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG109 Welche Antennenart ist hier dargestellt?



A Sperrkreis-Dipol

- B** Einband-Dipol mit Oberwellenfilter
- C** Dipol mit Gleichwellenfilter
- D** Saugkreis-Dipol

Erklärung:

Die Sperrkreise (oder Traps oder Parallelschwingkreise) sperren bei Resonanz den Dipol an den entsprechenden Stellen, so dass er verkürzt wird und für mehr als ein Band genutzt werden kann.

Lösung A ist korrekt.

Warum sperrt der Sperrkreis?

Ein Sperrkreis ist bei Resonanz hochohmig und sperrt daher.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG110 Ein Parallelresonanzkreis (Trap) in jeder Dipolhälfte ...

A erlaubt eine Nutzung der Antenne für mindestens zwei Frequenzbereiche.

B erhöht die effiziente Nutzung des jeweiligen Frequenzbereichs.

C beschränkt die Nutzbarkeit der Antenne auf einen Frequenzbereich.

D ermöglicht die Unterdrückung der Harmonischen.

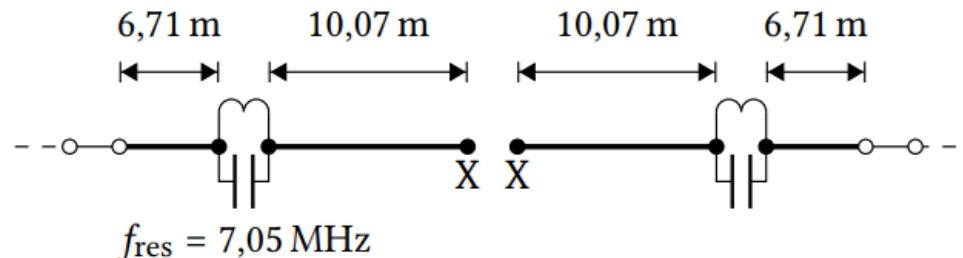
Erklärung:

Siehe Erklärung auf vorhergehender Folie.
Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG111 Wenn man diese Mehrband-Antenne auf 3,5 MHz erregt, dann wirken die LC-Resonanzkreise ...



A als induktive Verlängerung des Strahlers.

B als Sperrkreise für die Erregerfrequenz.

C als kapazitive Verkürzung des Strahlers.

D als Vergrößerung des Strahlungswiderstands der Antenne.

Erklärung:

Es liegt ein 40 m Halbwellen-Sperrkreis-Dipol vor:

$$2 \cdot 10,07 \text{ m} = 20,14 \text{ m} = \frac{40,28}{2} \text{ m} \text{ (40 m-Band)}$$

Die Sperrkreise (Traps) sind bei 7,05 MHz resonant, d.h.:

$$\frac{300}{7,05} \text{ m} = 42,55 \text{ m (40 m Band)}$$

insofern stimmig.

Wird die Antenne bei 3,5 MHz erregt (80 m-Band), so sind die Sperrkreise nicht resonant.

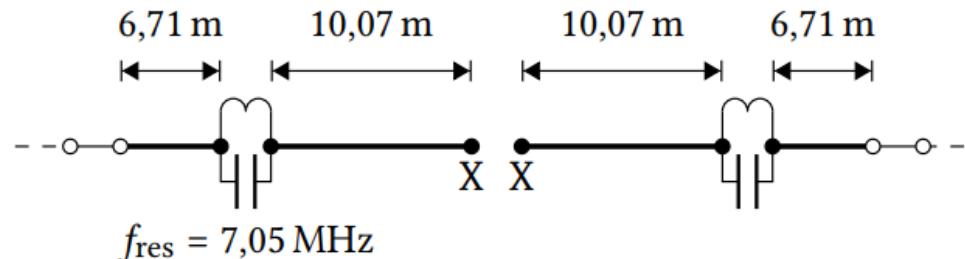
Der Kondensator ist durchlässig und die Spule wirkt als Verlängerungsspule – die Sperrkreiswirkung ist aufgehoben, weil keine Resonanz besteht.

Die Spule ist eine induktive Verlängerung des Strahlers. Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG112 Wenn man diese Mehrband-Antenne auf 7 MHz erregt, dann wirken die LC-Resonanzkreise ...



A als Sperrkreise für die Erregerfrequenz.

B als induktive Verlängerung des Strahlers.

C als kapazitive Verkürzung des Strahlers.

D als Vergrößerung des Strahlungswiderstands der Antenne.

Erklärung:

Es liegt ein 40 m Halbwellen-Sperrkreis-Dipol vor:

$$2 \cdot 10,07 \text{ m} = 20,14 \text{ m} = \frac{40,28}{2} \text{ m} \text{ (40 m-Band)}$$

Die Sperrkreise (Traps) sind bei 7,05 MHz resonant, d.h.:

$$\frac{300}{7,05} \text{ m} = 42,55 \text{ m (40 m Band)}$$

insofern stimmig.

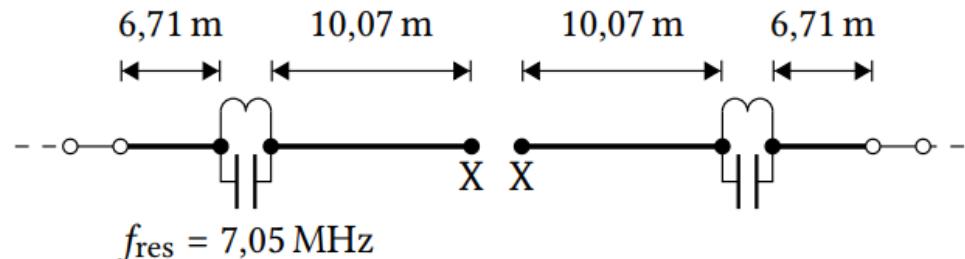
Wird die Antenne bei 7 MHz erregt, so sind die Sperrkreise resonant und wirken als Sperrkreise für die Erregerfrequenz – der Halbwellendipol wird bei 20,14 m „elektrisch undurchlässig“.

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG113 Wenn man diese Mehrband-Antenne auf 14 MHz erregt, dann wirken die LC-Resonanzkreise ...



$$f_{\text{res}} = 7,05 \text{ MHz}$$

- A** als kapazitive Verkürzung des Strahlers.
- B** als Sperrkreise für die Erregerfrequenz.
- C** als induktive Verlängerung des Strahlers.
- D** als Vergrößerung des Strahlungswiderstands der Antenne.

Erklärung:

Es liegt ein 40 m Halbwellen-Sperrkreis-Dipol vor.

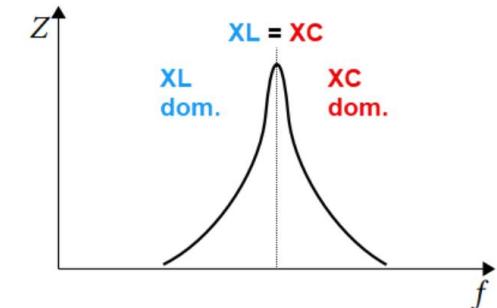
Wird die Antenne bei 14 MHz erregt, so sind die Sperrkreise nicht resonant – oberhalb der Resonanzfrequenz überwiegt die kapazitive Reaktanz im Sperrkreis.

Der Kondensator wirkt als „Verkürzungskondensator“, der die elektrische Länge des Strahlers reduziert.

Der Dipol erscheint bei höheren Frequenzen elektrisch kürzer, als er mechanisch ist.

Zur kapazitiven Reaktanz siehe auch Aufgabe ED206 (s.u.)

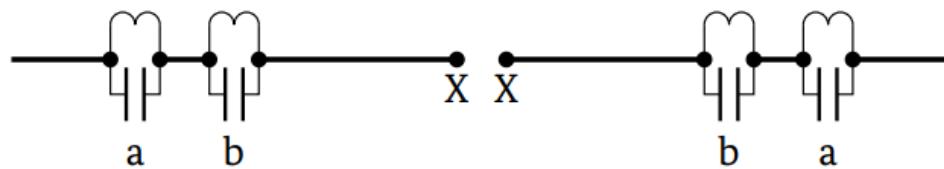
Lösung A ist korrekt.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG114 Das folgende Bild stellt einen Dreiband-Dipol für die Frequenzbänder 20, 15 und 10 m dar. Die mit a gekennzeichneten Schwingkreise sind abgestimmt auf:



- A** 21,2 MHz
- B** 10,1 MHz
- C** 14,2 MHz
- D** 29,0 MHz

Erklärung:

Strecke b-b ist für 10 m.

Strecke a-a ist für 15 m.

Darüber hinaus ist für 20 m zu berechnen.

b-b:

$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{10} = 30 \text{ MHz} \approx 29 \text{ MHz}$$

a-a:

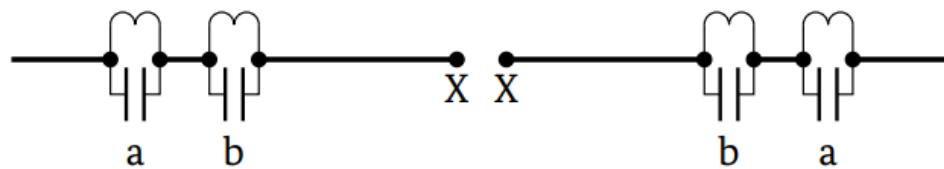
$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{15} = 20 \text{ MHz} \approx 21,2 \text{ MHz}$$

Da nach a-a gefragt ist, ist Antwort A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG115 Das folgende Bild stellt einen Dreiband-Dipol für die Frequenzbänder 20, 15 und 10 m dar. Die mit b gekennzeichneten Schwingkreise sind abgestimmt auf:



- A** 29,0 MHz
- B** 10,1 MHz
- C** 14,2 MHz
- D** 21,2 MHz

Erklärung:

Strecke b-b ist für 10 m.

Strecke a-a ist für 15 m.

Darüber hinaus ist für 20 m zu berechnen.

b-b:

$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{10} = 30 \text{ MHz} \approx 29 \text{ MHz}$$

a-a:

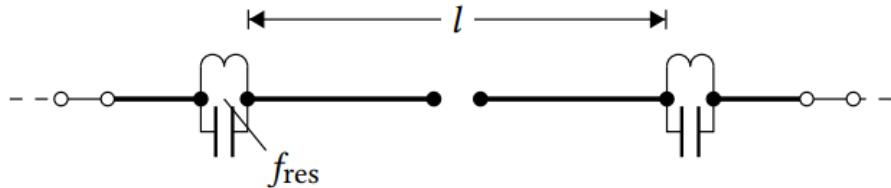
$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{15} = 20 \text{ MHz} \approx 21,2 \text{ MHz}$$

Da nach b-b gefragt ist, ist Antwort A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG116 Sie wollen eine Zweibandantenne für 160 m und 80 m selbst bauen. Welche der folgenden Antworten enthält die richtige Drahlänge l zwischen den Traps und die richtige Resonanzfrequenz f_{res} der Schwingkreise?



- A** l beträgt zirka 40 m, f_{res} liegt bei zirka 3,65 MHz.
- B** l beträgt zirka 80 m, f_{res} liegt bei zirka 3,65 MHz.
- C** l beträgt zirka 40 m, f_{res} liegt bei zirka 1,85 MHz.
- D** l beträgt zirka 80 m, f_{res} liegt bei zirka 1,85 MHz.

Erklärung:

$$\lambda = \frac{300}{3,65} = 82,19 \text{ m} \equiv 80 \text{ m Band (3,65 MHz)}$$

$$\lambda = \frac{300}{1,85} = 162,16 \text{ m} \equiv 160 \text{ m Band (1,85 MHz)}$$

40 m ist $\frac{\lambda}{2}$ für einen 80 m Halbwellen-Trap-Dipol (wie hier gezeigt) – die Länge des Drahts zwischen den Sperrkreisen.

Und die Sperrkreise (Traps) sind für die Mittenfrequenz des 80 m-Bandes zu bemessen - also für 3,65 MHz. Für das 80 m-Band endet bei den Traps der strahlende Teil der Antenne.

Die Drähte außerhalb der Traps dienen der Resonanz für das 160 m-Band.

Daher ist Lösung A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

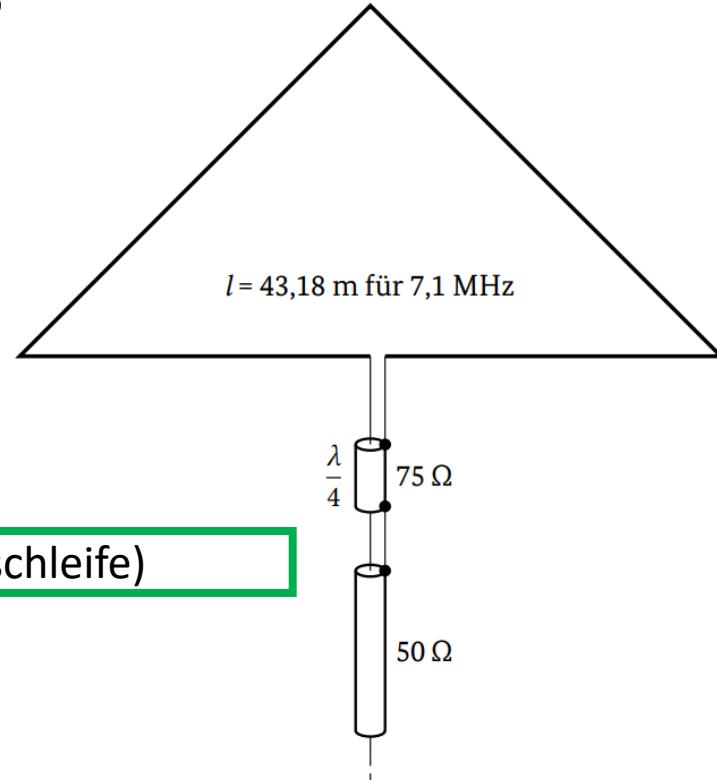
AG117 Wie wird die folgende Antenne in der Amateurfunkliteratur üblicherweise bezeichnet?

A Delta-Loop (Ganzwellenschleife)

B Dreieck-Antenne

C Koaxial-Stub-Antenne

D koaxial gespeiste Dreilinien-Antenne



Erklärung:

Lernfrage – Diese Antennenform wird Delta-Antenne (wie das griechische große Delta Δ) genannt.

Die anderen angebotenen Bezeichnungen sind nicht korrekt.

Lösung A ist richtig.

$$300 / 7,1 \text{ MHz} = 42,25 \text{ m}$$

$43,18 \text{ m}$ entspricht $42,25 \text{ m} \cdot$ Verlängerungsfaktor, d.h. es handelt sich um eine Ganzwellenschleife.

Lösung A ist richtig.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG118 Eine Delta-Loop-Antenne mit einer vollen Wellenlänge soll für 7,1 MHz aus Draht hergestellt werden. Es soll mit einem Korrekturfaktor von 1,02 gerechnet werden. Wie lang muss der Draht insgesamt sein?

- A** 43,10 m
- B** 42,25 m
- C** 21,55 m
- D** 21,12 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f}; \quad L_{Draht} = \lambda \cdot \text{Verlängerung}$$

Aufgabenstellung:

$$f = 7,1 \text{ Mhz}$$
$$\text{Verlängerung} = 1,02$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300}{7,1} \text{ m} = 42,25 \text{ m}$$

$$L_{Draht} = 42,25 \cdot 1,02 \text{ m} = 43,098 \text{ m}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

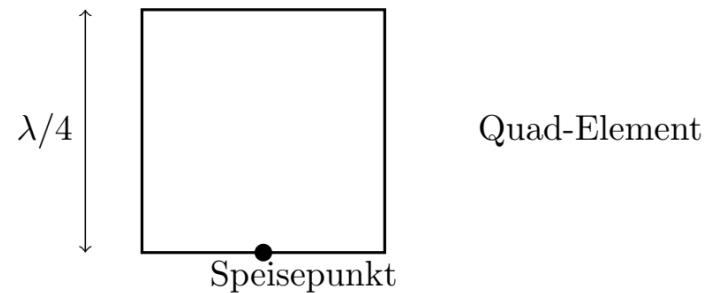
5.7.1 Antennen

AG119 Bei einer Quad-Antenne beträgt die elektrische Länge jeder Seite ...

- A** ein Viertel der Wellenlänge.
- B** die Hälfte der Wellenlänge.
- C** dreiviertel der Wellenlänge.
- D** eine ganze Wellenlänge

Erklärung:

Da die Quad-Antenne ein Quadrat bildet, beträgt jede Seitenlänge $\frac{1}{4} \lambda$:



Lösung A ist korrekt.

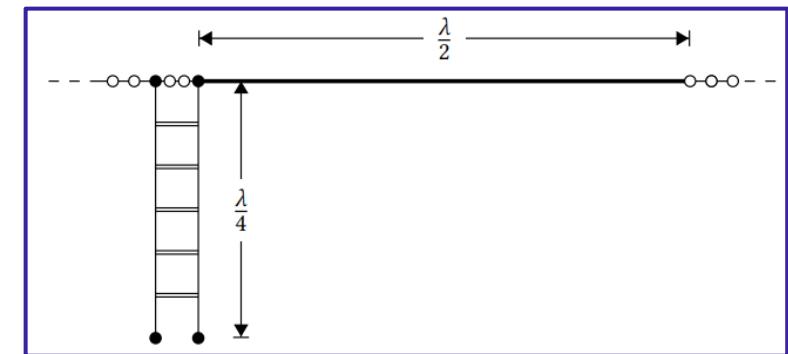
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen / Zeppelin-Antenne

Zeppelin-Antenne

- stammt tatsächlich von den Luftschiffen der Zeppelin-Klasse ab. Die Antenne wurde 1909 von Dr. Hans Beggerow zum deutschen Reichspatent angemeldet und fand ihre erste erfolgreiche Anwendung in den Luftschiffen, wo sie bald zum Standard wurde.
- Der Name dieser Antennenbauform leitet sich von den ersten Anwendungen in den 1920er Jahren auf Flugschiffen wie dem Zeppelin ab. Die Zeppelin-Antenne war eine clevere Lösung für ein spezifisches Problem der Luftschiffe (siehe unten).

- **Sie ist im Wesentlichen ein am Ende gespeister Lambda-Halbe-Draht.**
- Eine spezielle Speiseleitung (oft als "Hühnerleiter" bezeichnet) sorgt durch ihre Länge für eine Impedanztransformation.
- Dadurch tritt die **hohe Spannung erst am Ende der Speiseleitung auf**, weit weg vom gasgefüllten Luftschiff.



Diese Konstruktion war besonders wichtig, da eine Antenne mit **hohen Spannungen und der Gefahr von Funkenbildung** ein natürlicher Feind eines gasgefüllten Luftschiffs gewesen wäre.

Die Zeppelin-Antenne löste dieses Problem elegant und wurde daher schnell zum Standard in der Luftschifffahrt.

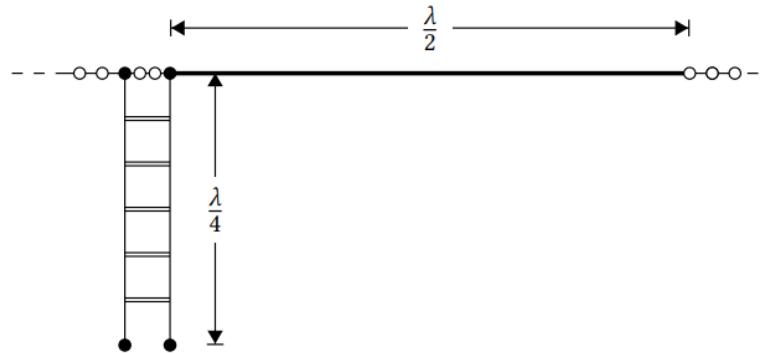
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG120 Wie wird die folgende Antenne in der Amateurfunkliteratur bezeichnet?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folie

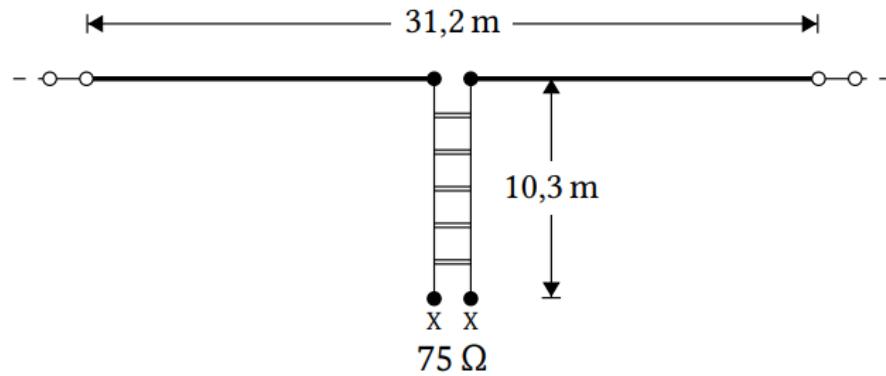


- A** Zeppelin-Antenne
- B** Windom-Antenne
- C** Fuchs-Antenne
- D** Marconi-Antenne

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG121 Wie wird die folgende Antenne in der Amateurfunkliteratur bezeichnet?



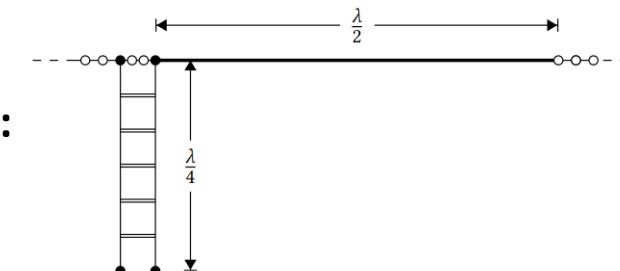
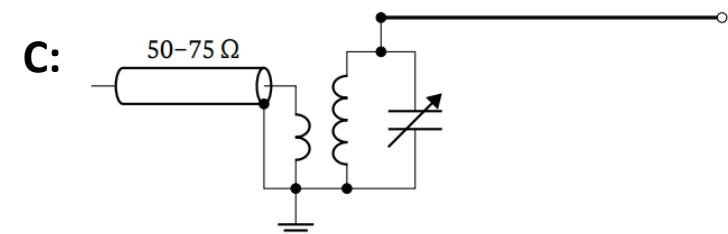
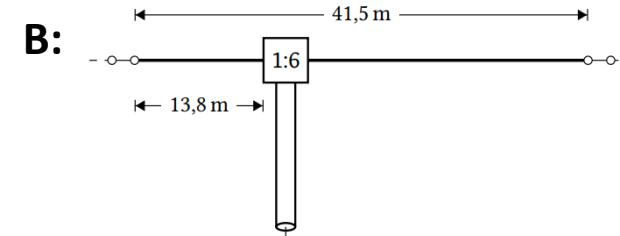
A G5RV-Antenne

B Windom-Antenne

C Fuchs-Antenne

D Zeppelin-Antenne

Erklärung:



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen / Windom-Antenne

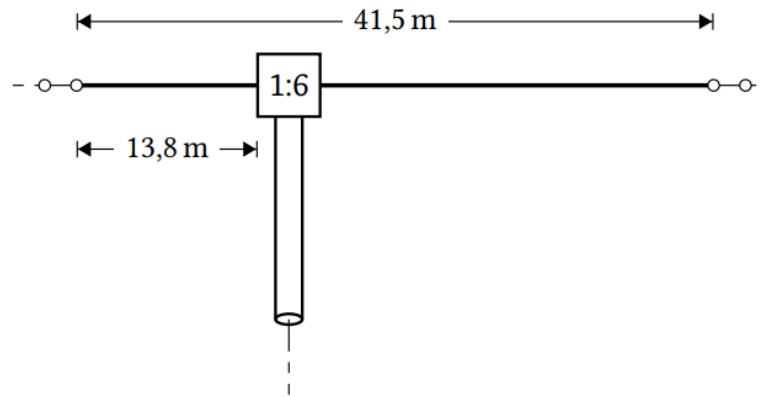
Windom-Antenne (nicht mittig gespeist, sondern asymmetrisch)

- **Multibanddrahtantenne**
 - für den Einsatz auf verschiedenen Amateurfunkbändern entwickelt – breitbandige Leistung auf mehreren Amateurfunkbändern, von 80 Metern bis zu 10 Metern.
 - hohe Effizienz und geringes SWR auf den abgestimmten Frequenzen. Optionaler Antennentuner zum Betrieb auf anderen Frequenzen möglich.
- **Zentraler Speisepunkt (nicht mittig) und zwei abgestimmte Drähte, die in gegenüberliegende Richtungen abzweigen**
 - Drähte symmetrisch, typischerweise etwa **13,8 m** und 27,7 m – zusammen **41,5 m**
Längenverhältnisse speziell abgestimmt, um auf mehreren Bändern effizient zu arbeiten.
Drähte werden **horizontal** oder leicht geneigt angebracht
 - **Speisepunkt nicht in der Mitte**, sondern etwa bei 36 % der Länge des längeren Drahtes vom Ende entfernt.
Ermöglicht Impedanzanpassung, die für die Verbindung mit Koaxialkabeln geeignet ist.
- **Unun-Balun (1:4 oder 1:6)** ermöglicht das asymmetrische Signal aus dem Koaxialkabel in ein symmetrisches Signal für die Antenne umzuwandeln

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG122 Wie wird die folgende Antenne in der Amateurfunkliteratur bezeichnet?



Erklärung:

Siehe vorhergehende Folie

A Windom-Antenne

B Fuchs-Antenne

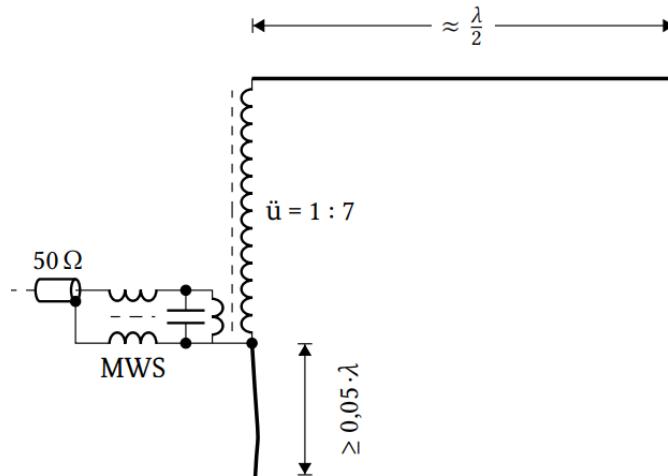
C Zeppelin-Antenne

D Marconi-Antenne

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG123 Wie wird die dargestellte Antenne bezeichnet
(MWS = Mantelwellensperre)?



A endgespeiste Multibandantenne

B Windomantenne

C W3DZZ

D endgespeiste, magnetische Multibandantenne

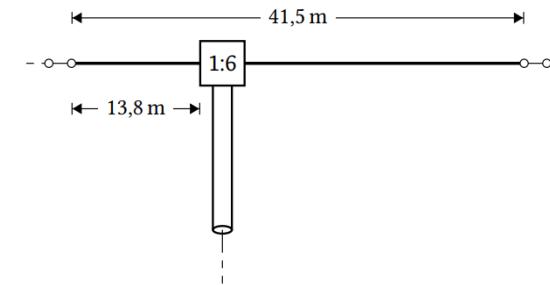
Erklärung:

A:

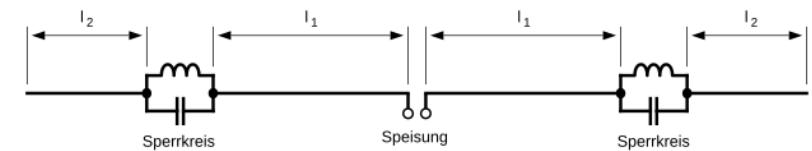
Endgespeist kann man erkennen.

Merke: ca. Lambda Halbe, $\tilde{u} = 1:7$ und MWS

B:



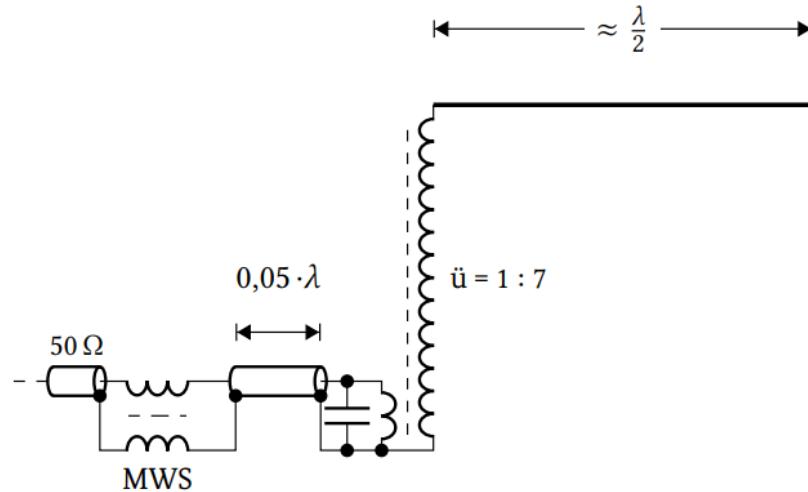
C:



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG124 Wie wird die in der nachfolgenden Skizze dargestellte Antenne bezeichnet (MWS = Mantelwellensperre)? Es handelt sich um eine ...



Erklärung:

A:

Siehe Aufgabe AG123 – endgespeist ist erkennbar, MWS 1:7 und Lambda Halbe auch. Hier ist jedoch im Gegensatz zu AG123 das 0,05 Lambda Stück zwischen MWS und Kondensator.

Merken!

A endgespeiste, rezonante Multibandantenne

B mit magnetischem Balun aufgebaute Multibandantenne

C endgespeiste Multibandantenne mit einem Trap

D elektrisch verkürzte Windomantenne

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG125 Welche Antennen sind für NVIS-Ausbreitung (Near Vertical Incident Skywave), wie sie für Notfunk-Verbindungen im KW-Bereich benutzt werden, gut geeignet?

- A** Horizontal aufgespannte Drähte in einer Höhe von höchstens 0,25 Wellenlängen über Grund.
- B** Mit Drähten aufgebauter horizontaler Faltdipol in möglichst genau 0,8 Wellenlängen Höhe über Grund.
- C** Als „Inverted-V“ aufgespannte Drähte mit einem Speisepunkt in mindestens einer Wellenlänge Höhe über Grund.
- D** Eine Vertikalantenne einer Gesamtlänge zwischen 0,5 und 0,625 (5/8) Wellenlängen über gutem Radialnetz

Erklärung:

Bei NVIS ist eine möglichst senkrechte Abstrahlung nach oben gewünscht (steiler Winkel), um eine Raumwellenausbreitung ohne tote Zone um den Sendeort herum zu erreichen.

Eine Vertikalantenne ist ungeeignet, da sie flach abstrahlt – D scheidet aus.

Geeignet sind horizontale Dipole (A) die höchstens $\frac{1}{4}$ Lambda über Grund aufgehängt sind. Die Erdoberfläche wirkt dann als Reflektor und sorgt für einen Antennengewinn. Lösung A ist korrekt.

Zu hoch aufgehängte horizontale Dipole führen zu einer Phasenverschiebung mit nachfolgender Auslöschung der reflektierten Welle.

Inverted-V sind bei niedriger Aufhängung (7-10 m) für NVIS geeignet. Bei höherer Aufhängung wird der steile Winkel reduziert und stattdessen für größere Entferungen optimiert – daher scheidet C aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

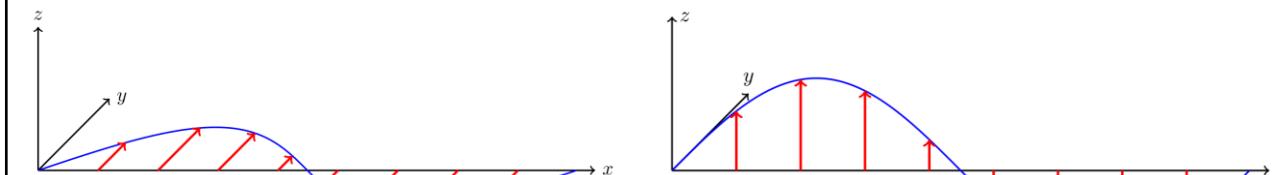
5.7.1 Antennen / Yagi-Uda Antennen mit zirkularer Polarisation I

Zirkulare Polarisation kann erzeugt werden durch Kombination von horizontaler und vertikaler Polarisation.

Dabei werden die E-Feld Vektoren der horizontal und vertikal polarisierten Wellen addiert.

Dabei müssen Bedingungen erfüllt sein:

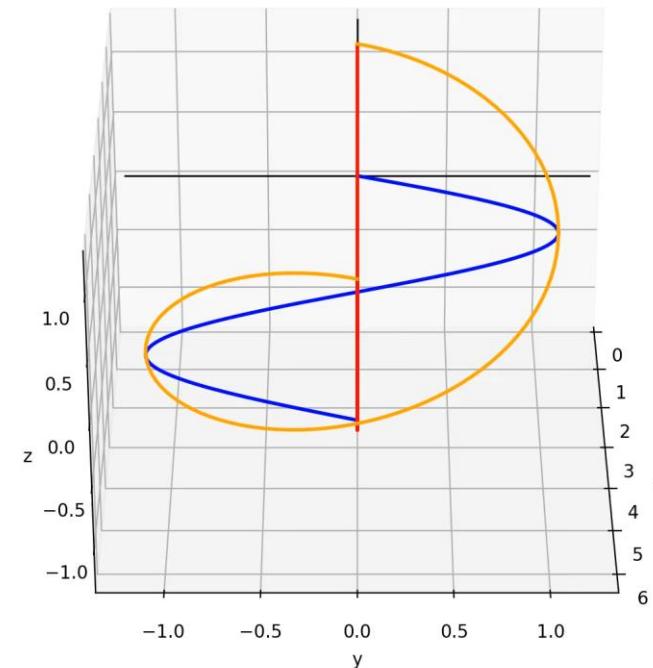
Größe	Bedingung
Amplitude	Gleichheit, d.h. gleiche Feldstärken
Winkel	<u>Orthogonalität</u> Horizontal und vertikal polarisierte Wellen bilden einen 90° Winkel – d.h. deren E-Feld Vektoren
Phase	Verschiebung um $\lambda/4$ (90°) in Ausbreitungsrichtung



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen / Yagi-Uda Antennen mit zirkularer Polarisation II

Entstehung einer zirkular polarisierten Welle (orange) aus der Vektoraddition der E-Feld Vektoren (nicht eingezeichnet) der horizontal polarisierten Welle (blau) und der vertikal polarisierten Welle (rot) bei einem Phasenversatz von 90 Grad.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG126 Für die Erzeugung von zirkularer Polarisation mit Yagi-Uda-Antennen wird eine horizontale und eine dazu um 90° um die Strahlungssachse gedrehte Yagi-Uda-Antenne zusammengeschaltet. Was ist dabei zu beachten, damit tatsächlich zirkulare Polarisation entsteht?

- A** Bei einer der Antennen muss die Welle um $\lambda/4$ verzögert werden. Dies kann entweder durch eine zusätzlich eingefügte Viertelwellen-Verzögerungsleitung oder durch mechanische „Verschiebung“ beider Yagi-Uda-Antennen um $\lambda/4$ gegeneinander hergestellt werden.
- B** Bei einer der Antennen muss die Welle um $\lambda/2$ verzögert werden. Dies kann entweder durch eine zusätzlich eingefügte $\lambda/2$ -Verzögerungsleitung oder durch mechanische „Verschiebung“ beider Yagi-Uda-Antennen um $\lambda/2$ gegeneinander hergestellt werden.
- C** Die Zusammenschaltung der Antennen muss über eine Halbwellen-Lecherleitung erfolgen. Zur Anpassung an den Wellenwiderstand muss zwischen der Speiseleitung und den Antennen noch ein $\lambda/4$ -Transformationsstück eingefügt werden.
- D** Die kreuzförmig angeordneten Elemente der beiden Antennen sind um 45° zu verdrehen, so dass in der Draufsicht ein liegendes Kreuz gebildet wird. Die Antennen werden über Leitungsstücke gleicher Länge parallel geschaltet. Die Anpassung erfolgt mit einem Symmetrierglied.

Erklärung:

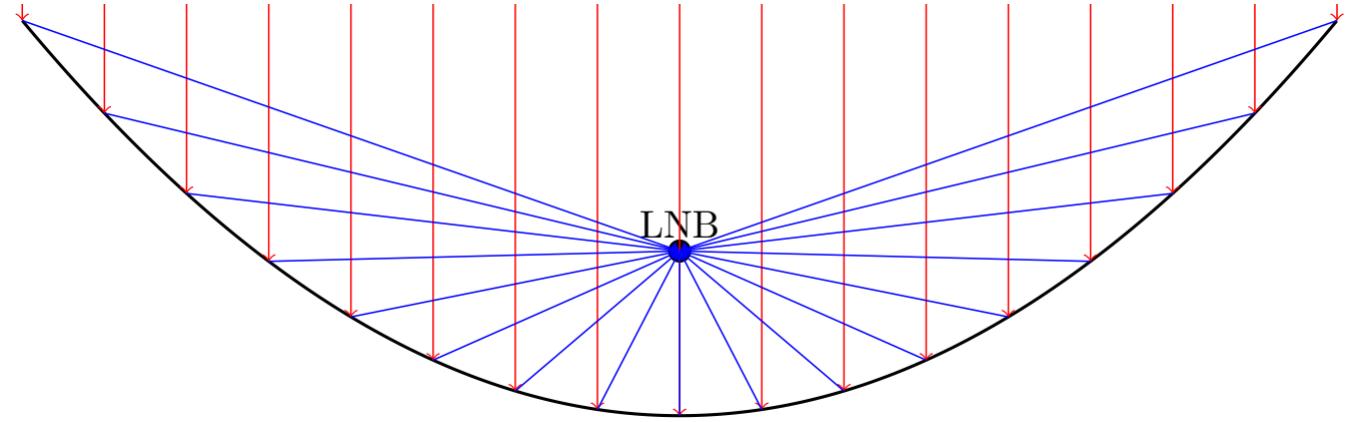
Siehe vorhergehende Folie

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen / Strahlengang Parabolspiegel vs. Offsetspiegel

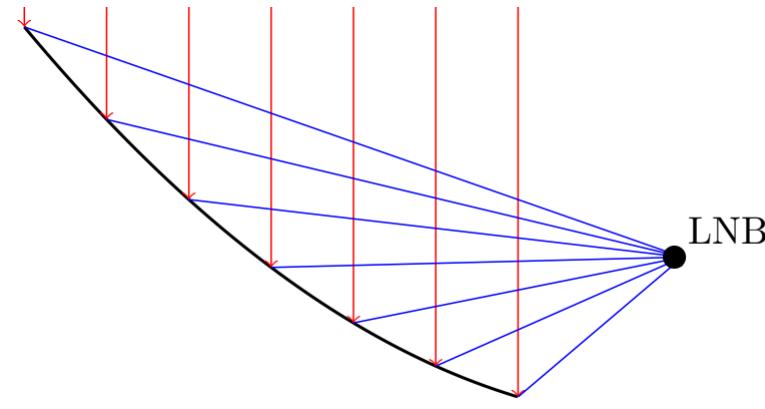
Parabolspiegel

- Der LNB befindet sich im Strahlengang und verursacht daher Abschattungen auf dem Parabolspiegel.



Offsetspiegel

- Der LNB liegt außerhalb des Strahlengangs und verursacht daher keine Abschattungen auf dem Spiegel.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.1 Antennen

AG127 Welchen Vorteil bietet im Mikrowellenbereich ein Offsetspiegel gegenüber einem rotationssymmetrischen Parabolspiegel?

- A** Die Erregerantenne sitzt außerhalb des Strahlenganges und verursacht keine Abschattungen.
- B** Keinen, da beide Typen nach dem gleichen Funktionsprinzip arbeiten.
- C** Die Auswahl an möglichen Erregerantennentypen ist größer.
- D** Offsetspiegel erzeugen unabhängig von der Erregerantenne grundsätzlich eine zirkulare Polarisation.

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folie

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG201 Mit welcher Polarisation wird auf den Kurzwellenbändern meistens gesendet?

- A** Es wird meistens mit horizontaler oder vertikaler Polarisation gesendet.
- B** Es wird meistens mit horizontaler oder zirkularer Polarisation gesendet.
- C** Es wird meistens mit vertikaler oder zirkularer Polarisation gesendet.
- D** Es wird nur mit horizontaler Polarisation gesendet

Erklärung:

B, C:

Auf Kurzwellenbändern ist zirkulare Polarisation unüblich – B und C scheiden aus.

Zirkulare Polarisation wird i.d.R. bei Satellitenfunk eingesetzt, d.h. im GHz Bereich und darüber.

A:

Auf KW-Bändern wird sowohl mit horizontaler als auch vertikaler Polarisation gesendet.

Horizontale Polarisation dominiert jedoch – da Vertikalstrahler für KW-Bänder hoch in die Luft ragen*.

Lösung A ist korrekt und Lösung D scheidet aus.

*Beispiel:

Diamond BB-7V (1.8-30 MHz) mit 6,7 m Höhe.
(auch als Gegenbeispiel für Lösung D geeignet)

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Faktoren, die die Abstrahlung begünstigen

1. Resonante Antennengeometrie

Erleichtert die effiziente Umwandlung elektrischer Energie in elektromagnetische Wellen.

2. Höhere Frequenz / kürzere Wellenlänge

Wellen mit Frequenzen > 30 MHz strahlen deutlich leichter ab als Langwellen (< 1 MHz), da bei diesen größere Anteile im Nahfeld verbleiben

3. Größere Höhe über dem Erdboden

Die Antenne „sieht“ besser in den freien Raum, wenn sie erhöht montiert ist.

4. Gute Antennenanpassung

Vermeidet Reflexion der Energie und stellt sicher, dass möglichst viel Energie abgestrahlt wird.

5. Niedrige Verluste in Umgebung und Antennenmaterial

Gute Leitfähigkeit, keine Verlustkörper oder nahen metallische Gegenstände erhöhen die tatsächlich abgestrahlte Leistung.

6. Freiraum ohne nahe leitendende Objekte

Keine Abschirmung, Reflexion oder Absorption durch benachbarte Strukturen oder Gebäude.

7. Vollständig ausgebildetes Fernfeld

8. Dielektrisch günstige Umgebung (Luft, Vakuum)

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG202 Warum muss eine Antenne mechanisch etwas kürzer als der theoretisch errechnete Wert sein?

- A** Weil sich diese Antenne nicht im idealen freien Raum befindet und weil sie nicht unendlich dünn ist. Kapazitive Einflüsse der Umgebung und der Durchmesser des Strahlers verlängern die Antenne elektrisch.
- B** Weil sich diese Antenne nicht im idealen freien Raum befindet und weil die Antennenelemente nicht die Idealform des Kugelstrahlers besitzen. Kapazitive Einflüsse der Umgebung und die Abweichung von der idealen Kugelform verlängern die Antenne elektrisch.
- C** Weil sich durch die mechanische Verkürzung die elektromagnetischen Wellen leichter von der Antenne ablösen. Dadurch steigt der Wirkungsgrad.
- D** Weil sich durch die mechanische Verkürzung der Verlustwiderstand eines Antennenstabes verringert. Dadurch steigt der Wirkungsgrad.

Erklärung:

A:

Genau das ist korrekt. Antennen sind nicht „ideal“, sondern real und müssen daher gegenüber dem ideal korrigiert werden.

B:

Kapazitive Einflüsse verkürzen, sie verlängern nicht – B scheidet aus.

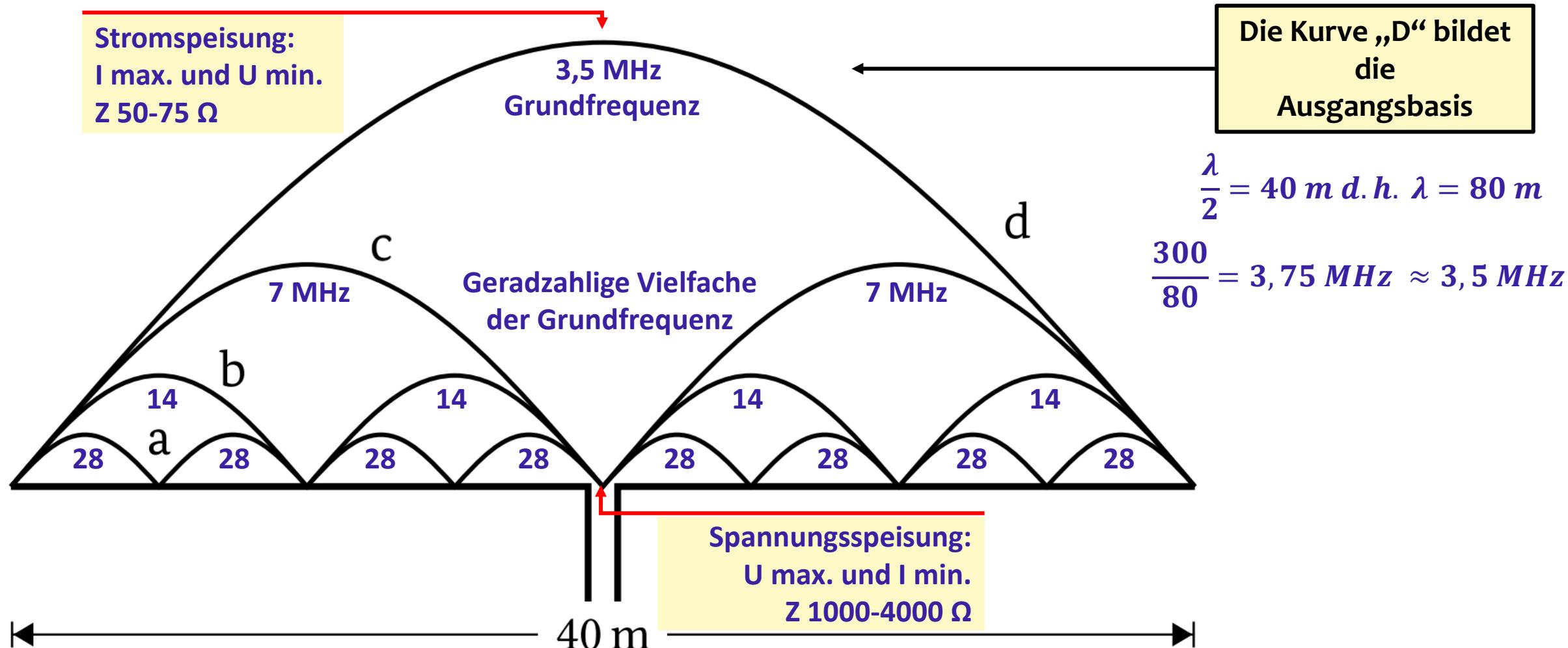
C, D:

Die mechanische Verkürzung erleichtert nicht die „Ablösung von der Antenne“ = Abstrahlung und verbessert nicht deren Wirkungsgrad.

Die mechanische Verkürzung ist die Folge, nicht die Ursache, nach der gefragt wird.

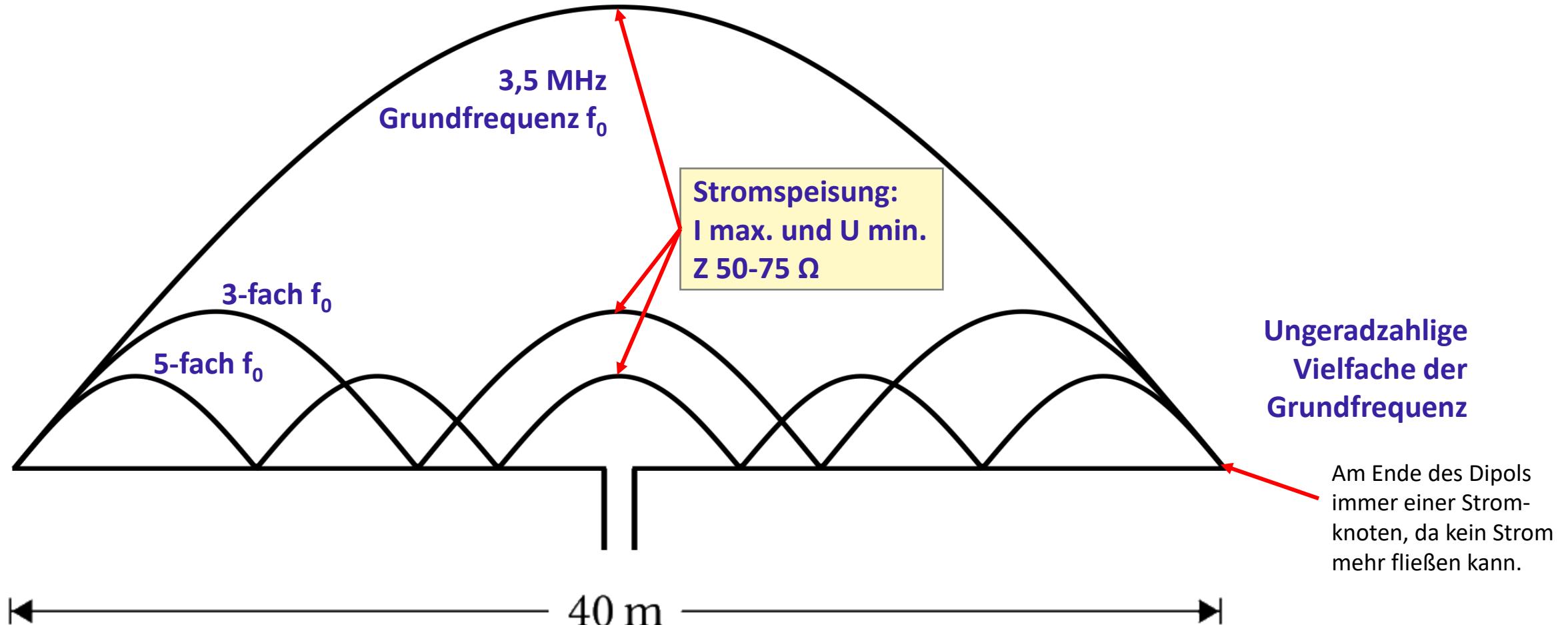
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Stromverteilungskurven am mittengespeisten Dipol (**Geradzahlige Vielfache**)



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Stromverteilungskurven am mittengespeisten Dipol (Ungeradzahlige Vielfache)



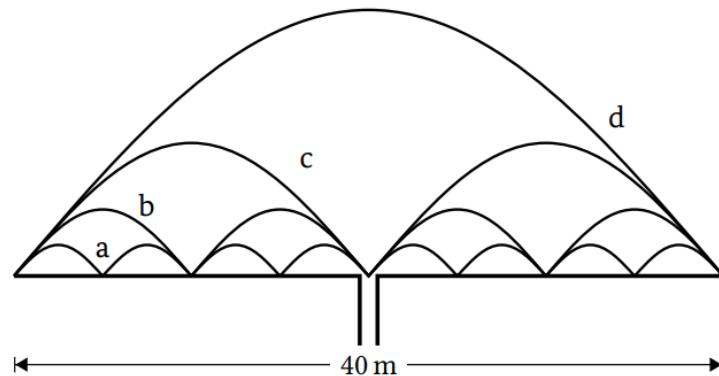
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG203 Das folgende Bild zeigt die Stromverteilungen a bis d auf einem Dipol, der auf verschiedenen Resonanzfrequenzen erregt werden kann. Für welche Erregerfrequenz gilt die Stromkurve nach a?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien



- A** Sie gilt für eine Erregung auf 28 MHz.
- B** Sie gilt für eine Erregung auf 14 MHz.
- C** Sie gilt für eine Erregung auf 7 MHz.
- D** Sie gilt für eine Erregung auf 3,5 MHz.

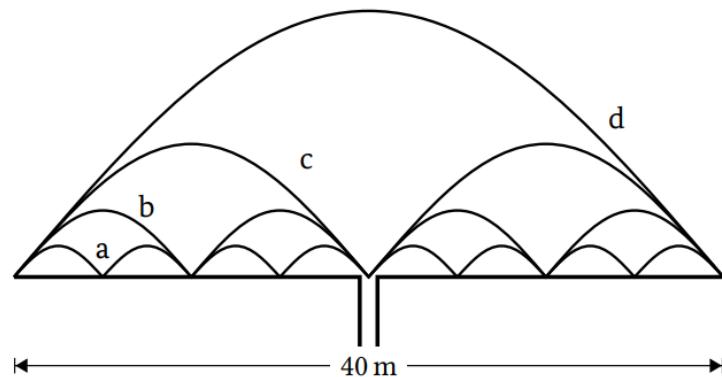
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG204 Das folgende Bild zeigt die Stromverteilungen a bis d auf einem Dipol, der auf verschiedenen Resonanzfrequenzen erregt werden kann. Für welche Erregerfrequenz gilt die Stromkurve nach b?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien



- A** Sie gilt für eine Erregung auf 14 MHz.
- B** Sie gilt für eine Erregung auf 28 MHz.
- C** Sie gilt für eine Erregung auf 7 MHz.
- D** Sie gilt für eine Erregung auf 3,5 MHz.

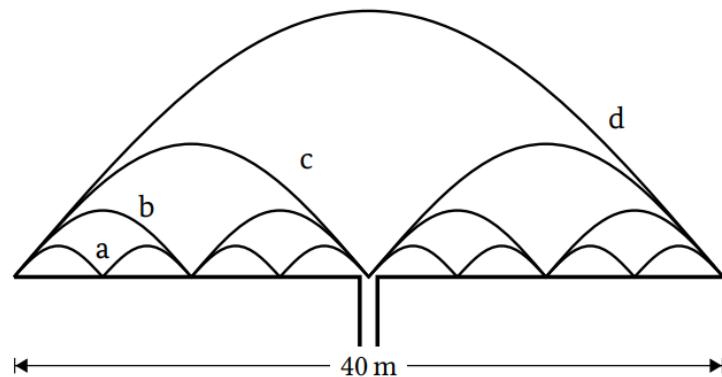
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG205 Das folgende Bild zeigt die Stromverteilungen a bis d auf einem Dipol, der auf verschiedenen Resonanzfrequenzen erregt werden kann. Für welche Erregerfrequenz gilt die Stromkurve nach c?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien



- A** Sie gilt für eine Erregung auf 7 MHz.
- B** Sie gilt für eine Erregung auf 28 MHz.
- C** Sie gilt für eine Erregung auf 14 MHz.
- D** Sie gilt für eine Erregung auf 3,5 MHz.

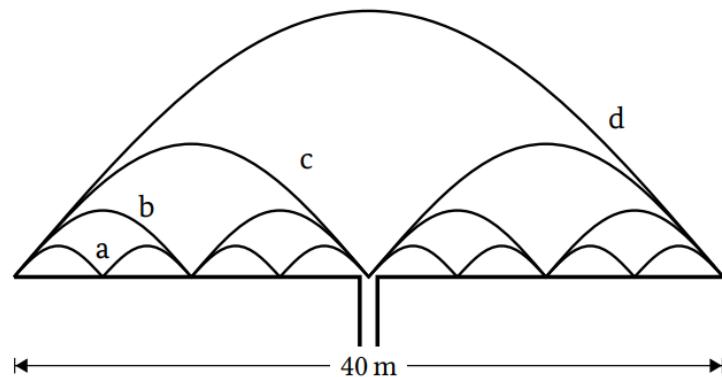
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG206 Das folgende Bild zeigt die Stromverteilungen a bis d auf einem Dipol, der auf verschiedenen Resonanzfrequenzen erregt werden kann. Für welche Erregerfrequenz gilt die Stromkurve nach d?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien



- A** Sie gilt für eine Erregung auf 3,5 MHz.
- B** Sie gilt für eine Erregung auf 28 MHz.
- C** Sie gilt für eine Erregung auf 7 MHz.
- D** Sie gilt für eine Erregung auf 14 MHz.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG207 Ein mittengespeister $\lambda/2$ -Dipol ist bei seiner Grundfrequenz und deren ungeradzahligen Vielfachen ...

- A** stromgespeist, in Serienresonanz und am Eingang niederohmig.
- B** spannungsgespeist, in Parallelresonanz und am Eingang hochohmig.
- C** strom- und spannungsgespeist und weist einen rein kapazitiven Eingangswiderstand auf.
- D** strom- und spannungsgespeist und weist einen rein induktiven Eingangswiderstand auf.

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG208 Ein mittengespeister $\lambda/2$ -Dipol ist bei geradzahligen Vielfachen seiner Grundfrequenz ...

A spannungsgespeist, in Parallelresonanz und am Eingang hochohmig.

B stromgespeist, in Serienresonanz und am Eingang niederohmig.

C strom- und spannungsgespeist und weist einen rein kapazitiven Eingangswiderstand auf.

D strom- und spannungsgespeist und weist einen rein induktiven Eingangswiderstand auf

Erklärung:

Siehe Eingangsfolie zur Stromverteilung am Halbwellendipol, Gesamtlänge 40m, Frequenzen 3,5 – 7 – 14 – 28 MHz. (Geradzahlige Vielfache)

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG209 Der Fusspunktwiderstand eines mittengespeisten $\lambda/2$ -Dipols zeigt sich bei dessen Resonanzfrequenzen ...

- A im Wesentlichen als Wirkwiderstand.**
- B im Wesentlichen als kapazitiver Blindwiderstand.**
- C im Wesentlichen als induktiver Blindwiderstand.**
- D abwechselnd als kapazitiver oder induktiver Blindwiderstand.**

Erklärung:

Eine Halbwellendipol ist wie ein geöffneter Schwingkreis zu betrachten. An den beiden Enden eine Kapazität, dazwischen eine Induktivität.

An den Dipolenden $I = 0$ und $U = \text{max}$ – wie bei einem Kondensator.

In der Mitte des Dipols $I = \text{max}$ und $U = 0$ – entsprechend einer induktiven Wirkung.

Gemäß Thomson'scher Schwingungsformel ist bei Resonanz der Blindwiderstand = 0, d.h. es liegt ein reeller Widerstand = Wirkwiderstand vor.

Lösung A ist korrekt.

B: zu kurzer Dipol, kapazitiver Blindwiderstand

C: zu langer Dipol, induktiver Blindwiderstand

D: bei einer bestimmten Frequenz kann ein Dipol nicht abwechselnd kapazitiv oder induktiv sein, weil das eine Längenänderung voraussetzen würde.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG210 Welche Fußpunktimpedanz hat ein $\lambda/2$ -Dipol unterhalb und oberhalb seiner Grundfrequenz?

- A** Unterhalb der Grundfrequenz ist die Impedanz kapazitiv, oberhalb induktiv.
- B** Unterhalb der Grundfrequenz ist die Impedanz induktiv, oberhalb kapazitiv.
- C** Unterhalb der Grundfrequenz ist die Impedanz niedriger, oberhalb höher.
- D** Unterhalb der Grundfrequenz ist die Impedanz höher, oberhalb niedriger.

Erklärung:

Ist der Halbwellendipol zu kurz, liegt ein kapazitiver Blindwiderstand vor.

Dipol zu kurz bedeutet Wellenlänge zu groß, d.h. Frequenz zu klein (= unterhalb der Grundfrequenz).

Ist der Halbwellendipol zu lang, liegt ein induktiver Blindwiderstand vor.

Dipol zu lang bedeutet Wellenlänge zu klein, d.h. Frequenz zu hoch (= oberhalb der Grundfrequenz).

Also:

Unterhalb Grundfrequenz: Kapazitiv

Oberhalb Grundfrequenz: Induktiv.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG211 Welchen Eingangs- bzw. Fußpunktwiderstand hat ein $\lambda/2$ -Dipol in ungefähr einer Wellenlänge Höhe über dem Boden bei seiner Grundfrequenz?

- A** ca. 65 bis 75 Ω
- B** ca. 30 Ω
- C** ca. 120 Ω
- D** ca. 240 bis 300 Ω

Erklärung:

A:

Der aufgrund theoretischer Überlegungen errechenbare Wert für den Fußpunktwiderstand eines Halbwellendipols im Freiraum beträgt 73,1 Ω .

Praktisch variiert der Widerstand abhängig von der Höhe über Grund, Nähe zu anderen Objekten, Reflexionen etc.

Der Wert liegt aber im Bereich der Lösung A.

B:

Wert für eine Groundplane-Antenne.

C:

Wert für eine quadratische Quad-Antenne (gleiche Seitenlänge, Speisung Mitte unten)

D:

Wert für einen Faltdipol.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Exkurs „Strahlungswiderstand“

Der Begriff des Strahlungswiderstands – Zwei unterschiedliche Definitionen

1. Der Teil des Wirkwiderstandes am Antennenfußpunkt, der durch die Abstrahlung der Antenne verursacht wird.
2. Der Quotient aus der ganzen elektromagnetisch abgestrahlten Leistung und dem Quadrat des Effektivwertes des Stromes, der die Strahlung verursacht. (Institute of Radio Engineers (IRE)).
Sie ist gut, konnte sich aber nie durchsetzen.

Keine dieser Definitionen enthält irgendwelche Verlustwiderstände!

Quelle:

<https://www.dl4no.de/beispiel/derstrah.htm>

(abgefragt am 30.03.2025)

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG212 Die Impedanz des Strahlers eines Kurzwellenbeams richtet sich auch nach ...

- A** den Abständen zwischen Reflektor, Strahler und den Direktoren.
- B** dem Strahlungswiderstand des Reflektors.
- C** dem Widerstand des Zuführungskabels.
- D** den Ausbreitungsbedingungen.

Erklärung:

A:

Die Impedanz des Strahlers eines Kurzwellenbeams wird durch die räumlichen Abstände zwischen diesen Elementen beeinflusst, da sie die elektromagnetischen Wechselwirkungen und damit die Anpassung des Systems bestimmen.

Lösung A ist korrekt.

B, C, D:

Der Reflektor beeinflusst die Strahlungscharakteristik und den Gewinn der Antenne, jedoch nicht direkt die Impedanz des Strahlers.

Das Zuführungskabel spielt keine direkte Rolle für die Impedanz des Strahlers.

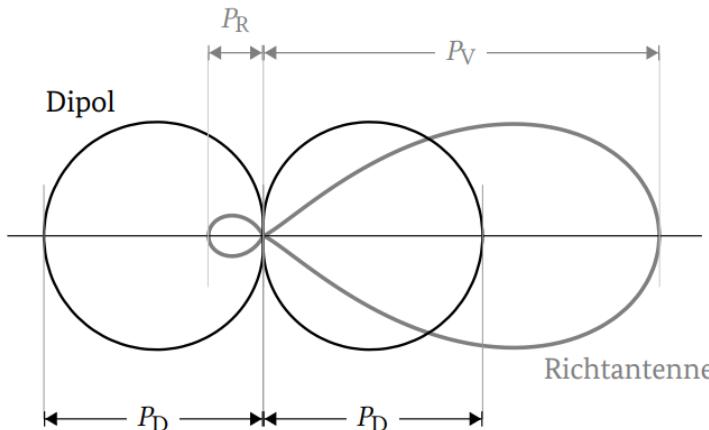
Die Ausbreitungsbedingungen beeinflussen nicht die elektrische Impedanz des Strahlers.

B, C und D scheiden aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG213 Das folgende Bild zeigt die Strahlungscharakteristik eines Dipols und einer Richtantenne. Der Antennengewinn der Richtantenne über dem Dipol ist definiert als das Verhältnis ...



A von P_V zu P_D .

B von P_D zu P_R .

C von P_V zu P_R .

D von $0,7 \cdot P_V$ zu $0,7 \cdot P_R$.

Erklärung:

Die Antwort ergibt sich fast schon zwingend aus der Formulierung und der Grafik:

Antennengewinn (Richtantenne über Dipol) =

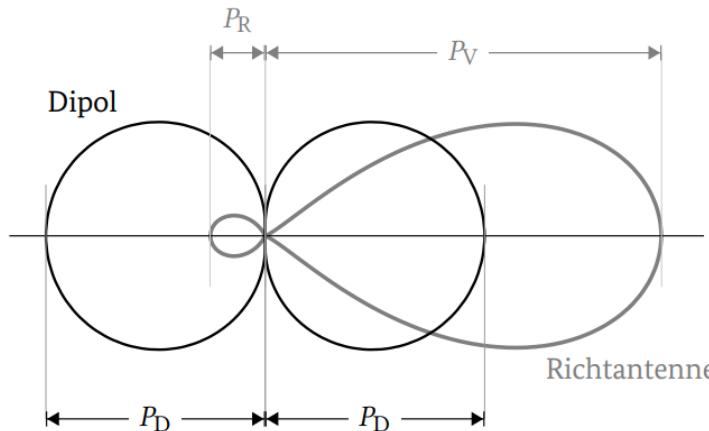
$$\frac{P_V \text{ (große Keule der Richtantenne)}}{P_D \text{ (Dipol)}}$$

Also ist Antwort A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG214 Das folgende Bild zeigt die Strahlungscharakteristik eines Dipols und einer Richtantenne. Das Vor-/Rück-Verhältnis der Richtantenne ist definiert als das Verhältnis ...



A von P_V zu P_R .

B von P_D zu P_R .

C von P_V zu P_D .

D von $0,7 \cdot P_V$ zu $0,7 \cdot P_D$.

Erklärung:

Die Antwort ergibt sich fast schon zwingend aus der Formulierung und der Grafik:

Vor-/Rückverhältnis der Richtantenne, d.h.
Dipolzeichnung einfach ignorieren:

$$\frac{P_V \text{ (Vor)}}{P_R \text{ (Rück)}}$$

Also ist Antwort A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG215 Eine Richtantenne mit einem Gewinn von 10 dB über dem Halbwellendipol und einem Vor-Rück-Verhältnis von 20 dB wird mit 100 W Sendeleistung direkt gespeist. Welche ERP strahlt die Antenne entgegengesetzt zur Senderichtung ab?

- A** 10 W
- B** 100 W
- C** 0,1 W
- D** 1 W

Lösung / Rechenweg:

ERP in Hauptstrahlrichtung:

Die Antenne hat einen Gewinn von 10 dBd.
(10 dB bezogen auf Leistung = Verzehnfachung!)

Bei 100 W Sendeleistung ergibt sich:

$$ERP_{Hauptstrahl} = 100 \text{ W} \cdot 10^{\frac{10}{10}} = 1000 \text{ W} = 1 \text{ kW}$$

ERP in entgegengesetzter Richtung:

Das Vor-Rück-Verhältnis beträgt 20 dB.

Dies bedeutet, dass die Leistung in Rückwärtsrichtung um den Faktor $10^{\frac{20}{10}} = 100$ geringer ist.

$$ERP_{Rückwärts} = \frac{1000 \text{ W}}{100} = 10 \text{ W}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG216 Eine Richtantenne mit einem Gewinn von 15 dB über dem Halbwellendipol und einem Vor-Rück-Verhältnis von 25 dB wird mit 6 W Sendeleistung direkt gespeist. Welche ERP strahlt die Antenne entgegengesetzt zur Senderichtung ab?

- A** 0,6 W
- B** 0,019 W
- C** 0,19 W
- D** 60 W

Kürzer und einfacher:

$$15 \text{ dB vor} - 25 \text{ dB rück} = -10 \text{ dB} = 1/10$$

$$1/10 \text{ von } 6 \text{ W} = 0,6 \text{ W}$$

Lösung / Rechenweg:

ERP in Hauptstrahlrichtung:

Die Antenne hat einen Gewinn von 15 dBd.
Bei 100 W Sendeleistung ergibt sich:

$$ERP_{Hauptstrahl} = 6 \text{ W} \cdot 10^{\frac{15}{10}} = 189,74 \text{ W}$$

ERP in entgegengesetzter Richtung:

Das Vor-Rück-Verhältnis beträgt 25 dB.

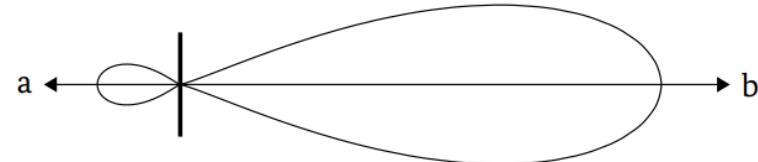
Dies bedeutet, dass die Leistung in Rückwärtsrichtung um den Faktor $10^{\frac{25}{10}} = 316,23$ geringer ist.

$$ERP_{Rückwärts} = \frac{189,74 \text{ W}}{316,23} = 0,6 \text{ W}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG217 Bei einer Yagi-Uda-Antenne mit dem folgenden Strahlungsdiagramm beträgt die ERP in Richtung a 0,6 W und in Richtung b 15 W. Welches Vor-Rück-Verhältnis hat die Antenne?



- A** 14 dB
- B** 27,9 dB
- C** 2,8 dB
- D** 25 dB

Lösung / Rechenweg:

$$VR_{linear} = \frac{P_V}{P_R} = \frac{b}{a} = \frac{15}{0,6} = 25$$

Umrechnung in dB:

$$VR_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(25) = 13,979 \text{ dB} \approx 14 \text{ dB}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG218 Mit einem Feldstärkemessgerät wurden Vergleichsmessungen zwischen Beam und Dipol durchgeführt. In einem Abstand von 32 m wurden folgende Feldstärken gemessen:

Beam vorwärts: 300 μ V/m, Beam rückwärts: 20 μ V/m,

Halbwellendipol in Hauptstrahlrichtung: 128 μ V/m.

Welcher Gewinn und welches Vor-Rück-Verhältnis ergibt sich daraus für den Beam?

A Gewinn: 7,4 dBd, Vor-Rück-Verhältnis: 23,5 dB

B Gewinn: 3,7 dBd, Vor-Rück-Verhältnis: 11,7 dB

C Gewinn: 9,4 dBd, Vor-Rück-Verhältnis: 23,5 dB

D Gewinn: 7,4 dBd, Vor-Rück-Verhältnis: 15 dB

Lösung / Rechenweg:

Gewinn des Beams

wird durch das Verhältnis der Feldstärke des Beams zur Feldstärke des Halbwellendipols in Hauptstrahlrichtung bestimmt:

$$G_{dBd} = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{Beam}}{E_{Dipol}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{300}{128} \right)$$

$$G_{dBd} \approx 7,4 dBd$$

Vor-Rück-Verhältnis des Beams

wird durch das Verhältnis der Feldstärke in Vorwärtsrichtung zur Feldstärke in Rückwärtsrichtung bestimmt:

$$VR_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{E_{vorwärts}}{E_{rückwärts}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{300}{20} \right)$$

$$VR_{dB} \approx 23,5 dB$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG219 Die Halbwertsbreite einer Antenne ist der Winkelbereich, innerhalb dessen ...

- A** die Feldstärke auf nicht weniger als den 0,707-fachen Wert der maximalen Feldstärke absinkt.
- B** die Feldstärke auf nicht weniger als die Hälfte der maximalen Feldstärke absinkt.
- C** die Strahlungsdichte auf nicht weniger als den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen Wert der maximalen Strahlungsdichte absinkt.
- D** die abgestrahlte Leistung auf nicht weniger als den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen Wert des Leistungsmaximums absinkt.

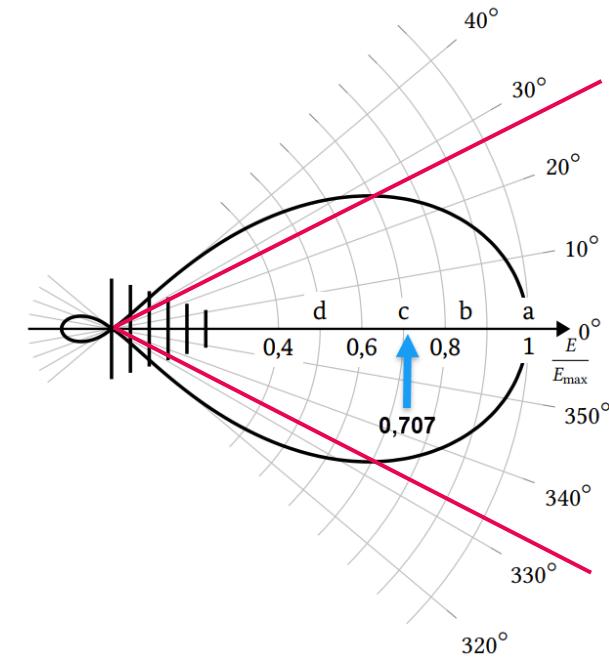
Zu B:

Abfall nicht auf die halbe Feldstärke, sondern auf die halbe Leistung wäre richtig.

Erklärung:

Siehe unten – der Bereich zwischen den roten Schenkeln ist die Halbwertsbreite – auch als (minus 3 dB) Öffnungswinkel bezeichnet.

Minus 3 dB bedeutet halbe Feldstärke.

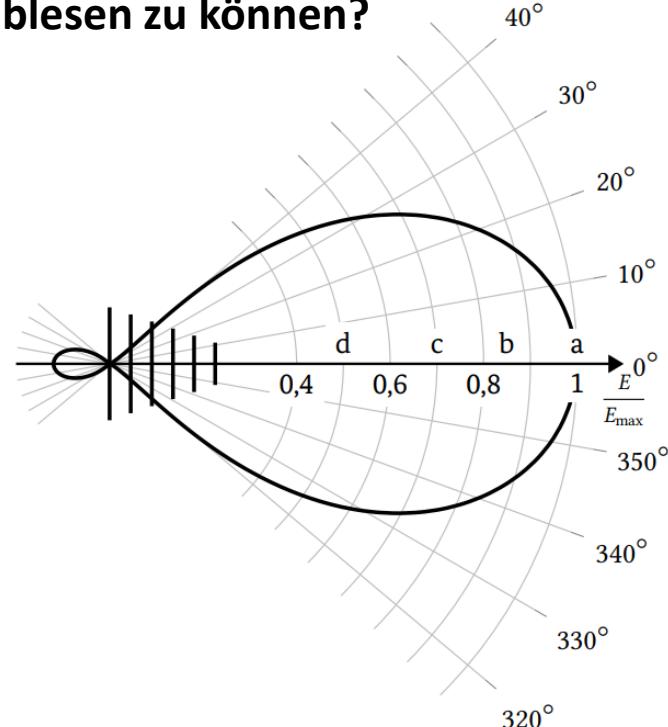


5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG220 In dem folgenden Richtdiagramm sind auf der Skala der relativen Feldstärke $\frac{E}{E_{max}}$ die Punkte a bis d markiert. Durch welchen der Punkte a bis d ziehen Sie den Kreisbogen, um die Halbwertsbreite der Antenne an den Schnittpunkten des Kreises mit der Richtkeule ablesen zu können?

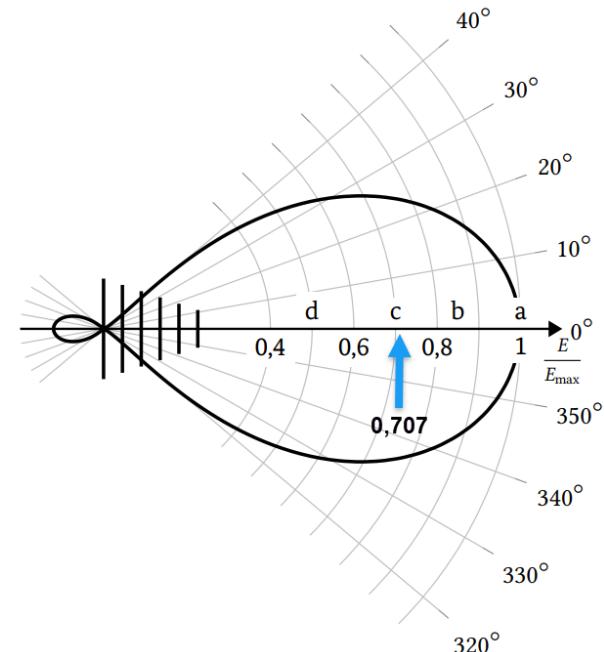
- A** Durch den Punkt c.
- B** Durch den Punkt b.
- C** Durch den Punkt d.
- D** Durch den Punkt a.



Lösung / Rechenweg:

Suche auf der Skala der relativen Feldstärke den Punkt, der $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ entspricht.

Dieser Punkt ist im Diagramm der Punkt c:

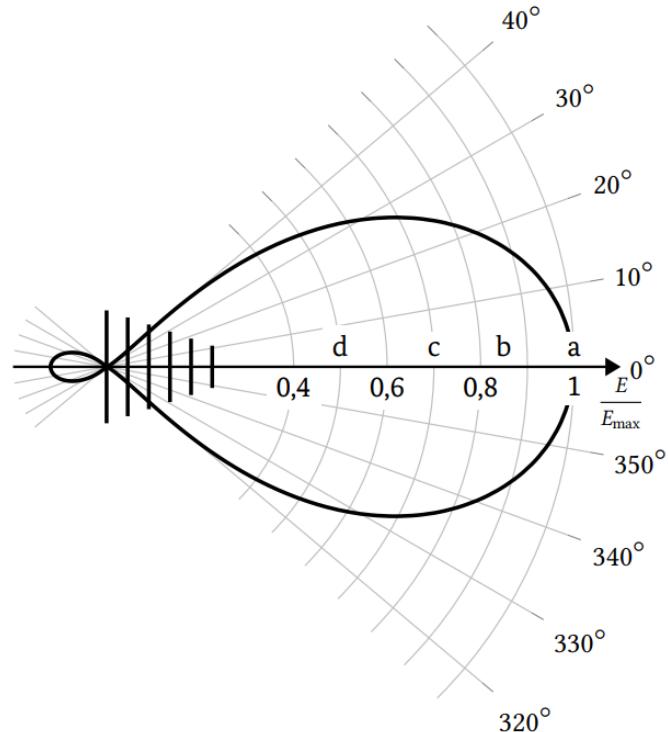


5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG221 Die folgende Skizze zeigt das Horizontaldiagramm der relativen Feldstärke einer Yagi-Uda Antenne. Wie groß ist im vorliegenden Fall die Halbwertsbreite (Öffnungswinkel)?

- A Etwa 55°
- B Etwa 34°
- C Etwa 69°
- D Etwa 27°



Lösung / Rechenweg:

Suche auf der Skala der relativen Feldstärke den Punkt, der $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ entspricht.

Dieser Punkt ist im Diagramm der Punkt c.

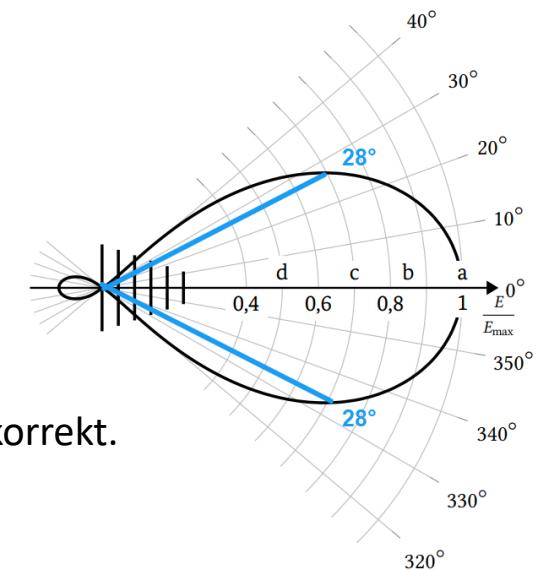
Markiere die Schnittpunkte des Kreises durch c mit dem Diagramm der Antenne und lese den Winkel ab.

2 mal 27° oder 28°

Also:

Öffnungswinkel
≈ 54-56°

Daher ist Lösung A korrekt.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

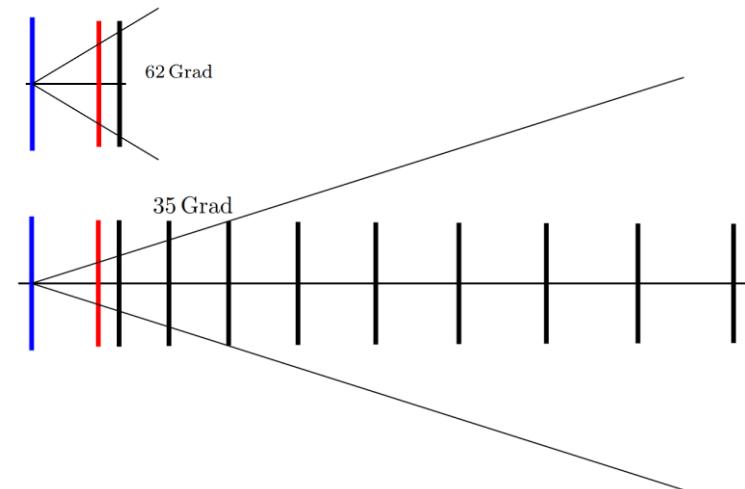
**AG222 Worin unterscheidet sich eine Yagi-Uda-Antenne mit 11 Elementen von einer mit 3 Elementen?
Bei der Antenne mit 11 Elementen ist ...**

- A** der Öffnungswinkel verringert.
- B** der Öffnungswinkel erhöht.
- C** der Strahlungswiderstand erhöht.
- D** das Vor-Rück-Verhältnis verringert.

Erklärung:

Eine Yagi-Uda mit mehr Elementen entfaltet eine stärkere Richtwirkung, d.h. der Öffnungswinkel verringert sich.

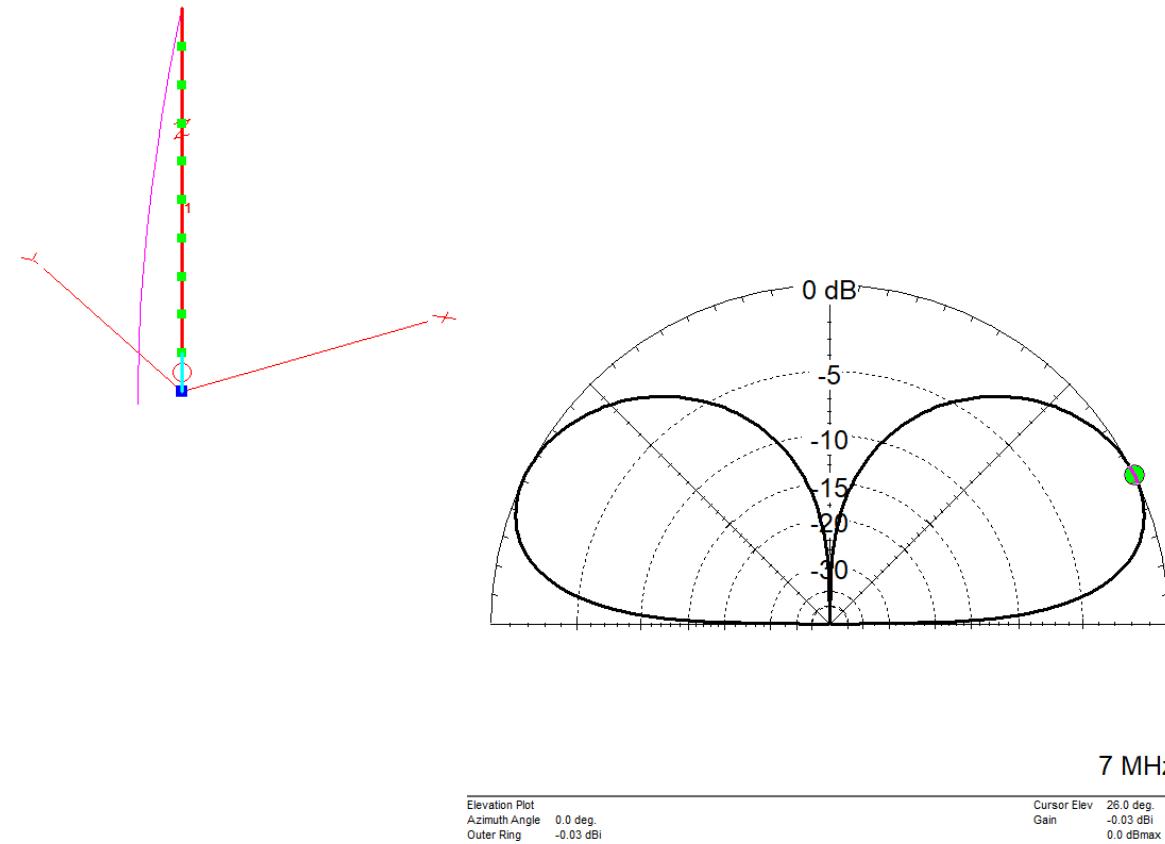
Lösung A ist korrekt.



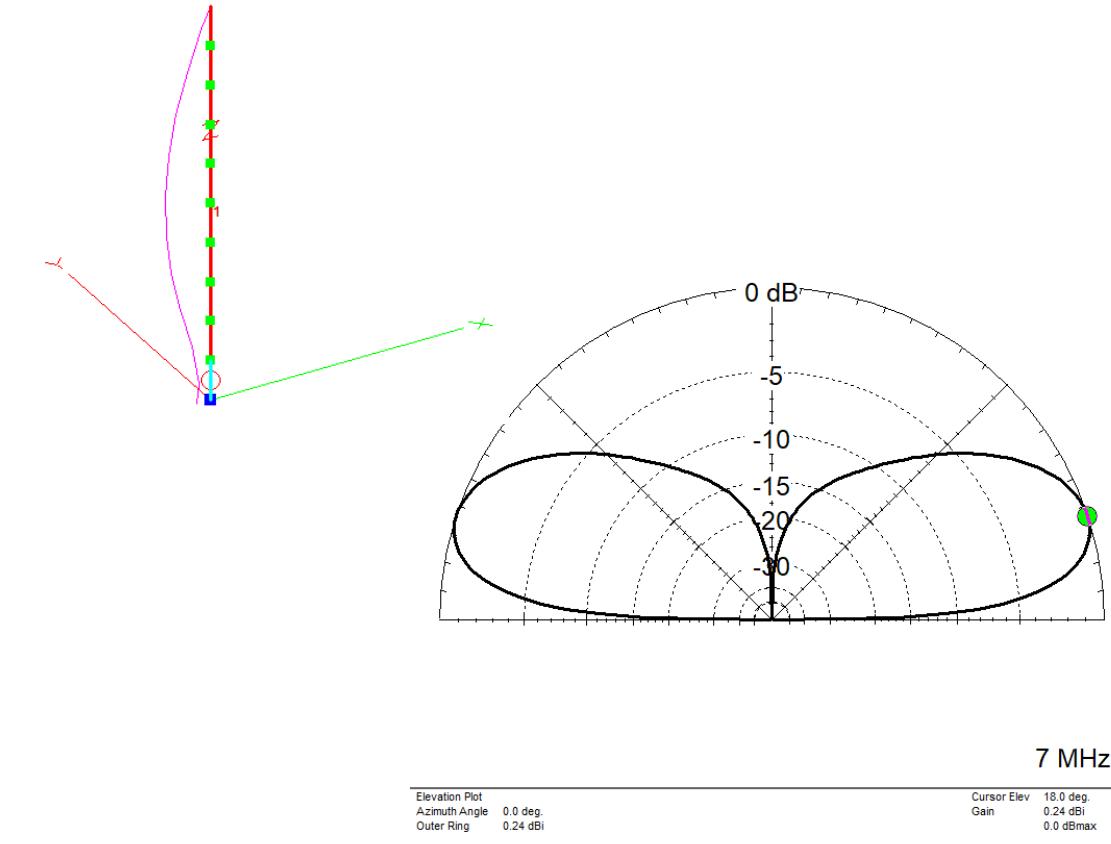
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / EZNEC Pro/2+ Far Field Diagramme für Vertikalantennen – Visualisierung Abstrahlwinkel I

$\lambda/4 = 10,3 \text{ m} - 7 \text{ MHz (42,8275 m)} - 26 \text{ Grad Abstrahlwinkel}$



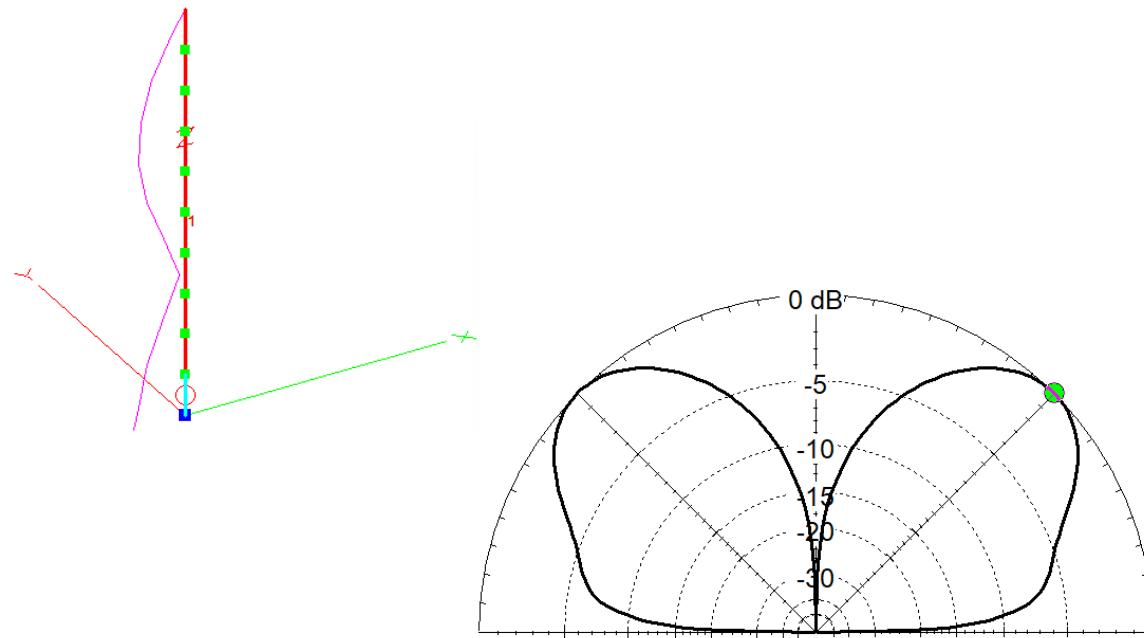
$\lambda/2 = 21,4 \text{ m} - 7 \text{ MHz (42,8275 m)} - 18 \text{ Grad Abstrahlwinkel}$



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / EZNEC Pro/2+ Far Field Diagramme für Vertikalantennen – Visualisierung Abstrahlwinkel II

$3/4 \lambda = 32,12 \text{ m} - 7 \text{ MHz (42,8275 m)} - 45 \text{ Grad Abstrahlwinkel}$

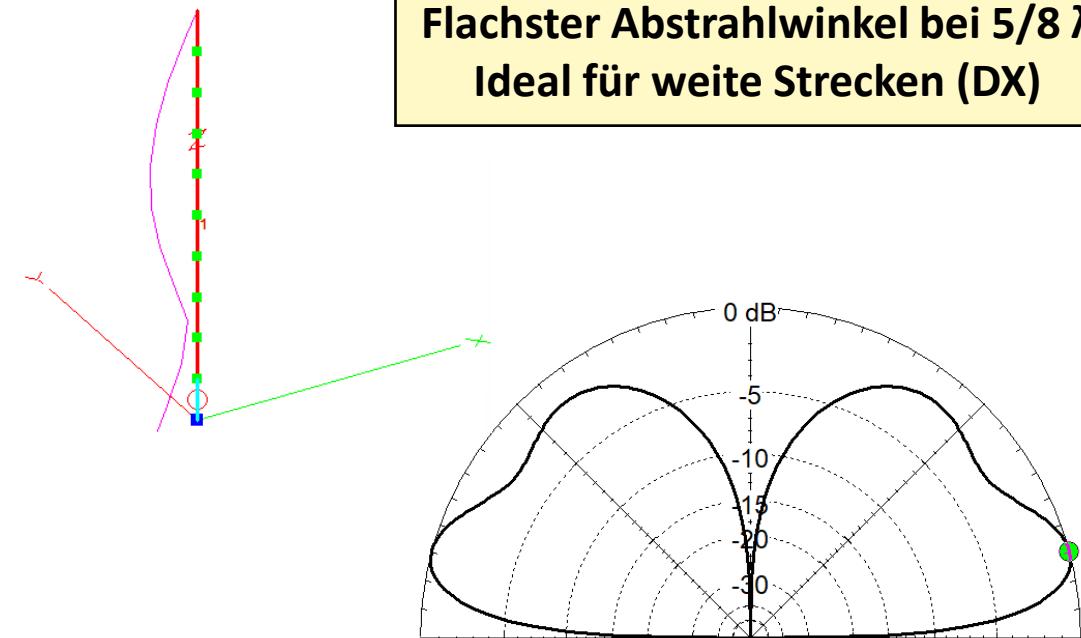


7 MHz

Elevation Plot
Azimuth Angle 0.0 deg.
Outer Ring 4.97 dBi

Cursor Elev 45.0 deg.
Gain 4.97 dBi
0.0 dBmax

$5/8 \lambda = 26,76 \text{ m} - 7 \text{ MHz (42,8275 m)} - 15 \text{ Grad Abstrahlwinkel}$



7 MHz

Elevation Plot
Azimuth Angle 0.0 deg.
Outer Ring 1.19 dBi

Cursor Elev 15.0 deg.
Gain 1.19 dBi
0.0 dBmax

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG223 Bei welcher Länge erreicht eine Vertikalantenne für den Kurzwellenbereich über einer Erdoberfläche mittlerer Leitfähigkeit eine möglichst flache Abstrahlung?

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien

A $5/8 \lambda$

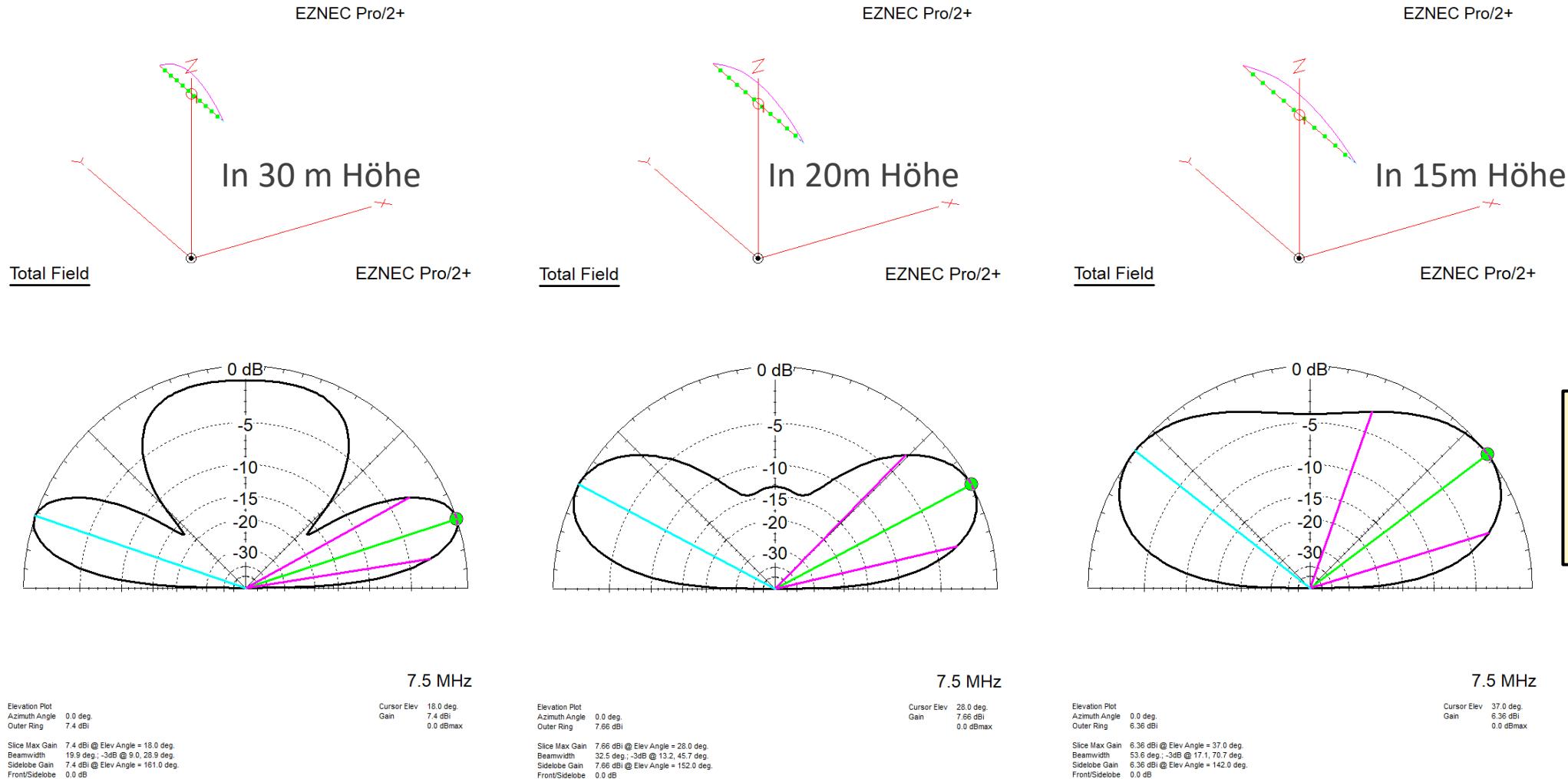
B $\lambda/4$

C $\lambda/2$

D $3/4 \lambda$

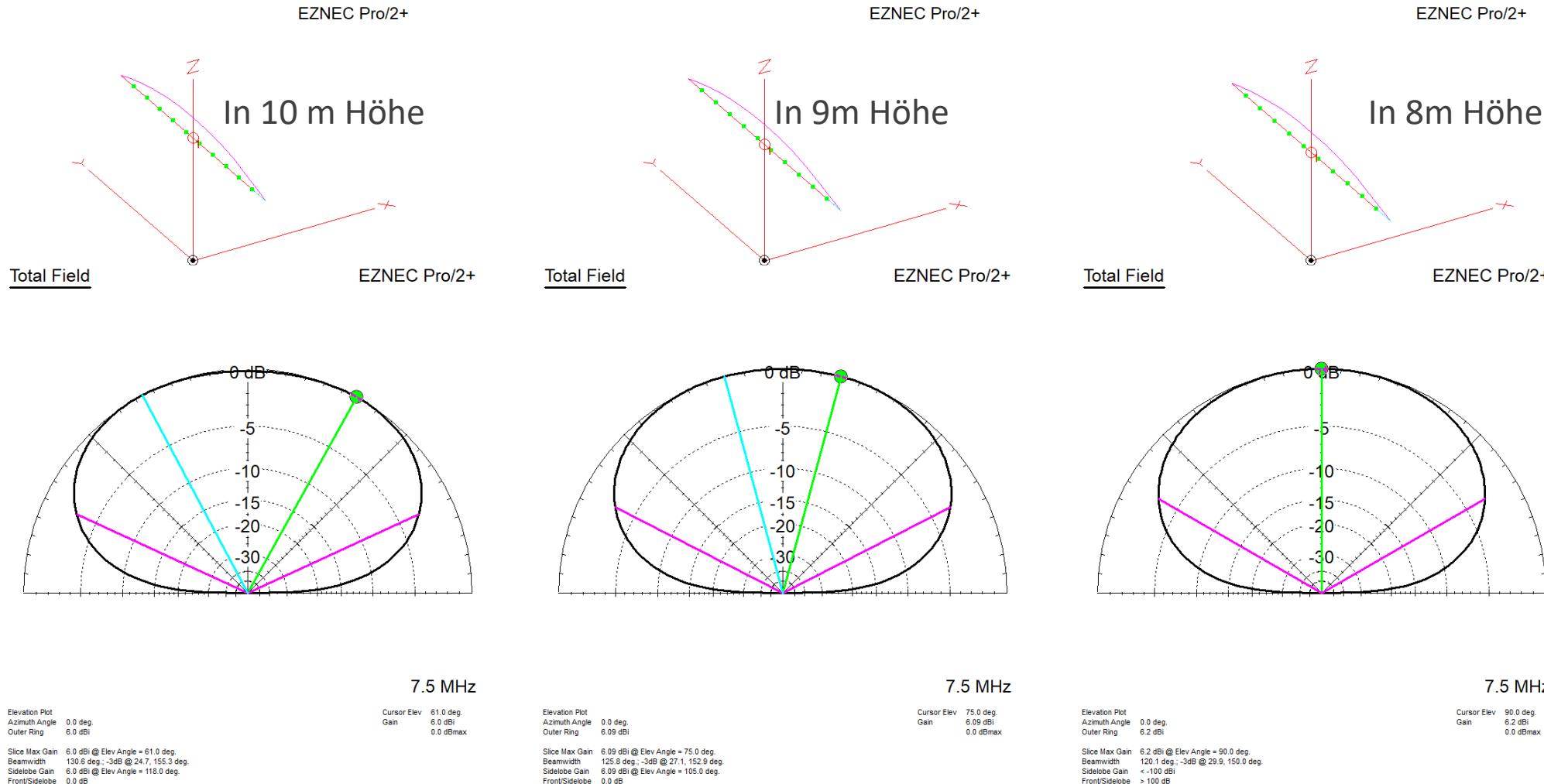
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Höhe des Dipols und NVIS-Eigenschaften I – 2 mal 10,23 m Dipol für 40m Band



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale / Höhe des Dipols und NVIS-Eigenschaften II – 2 mal 10,23 m Dipol für 40m Band



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

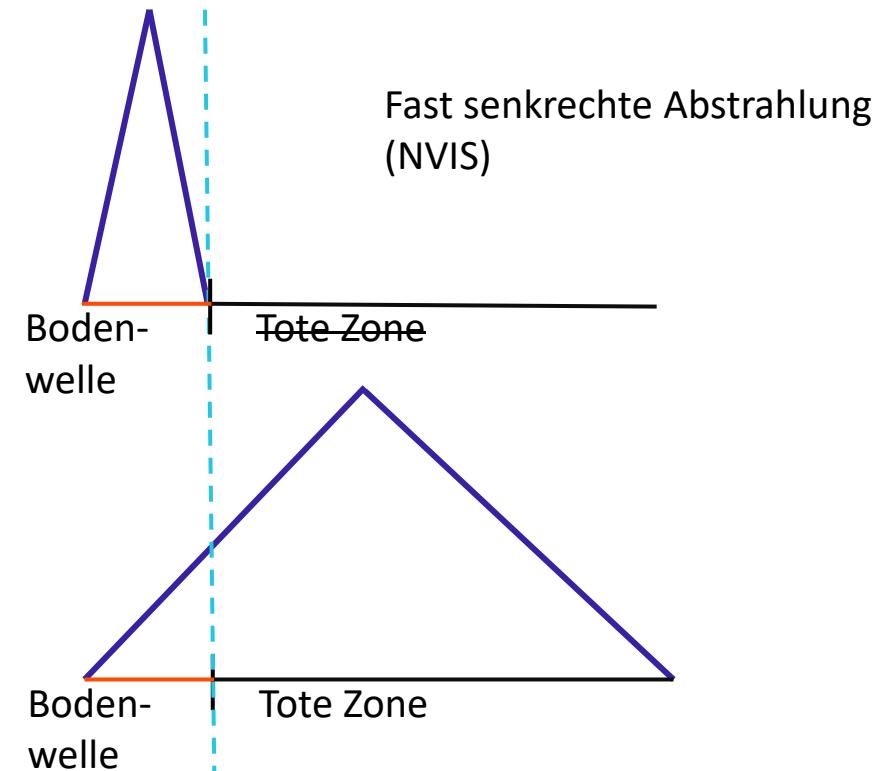
5.7.2 Antennenmerkmale

AG224 Welche Eigenschaften besitzt eine in geringer Höhe aufgebaute, auf Kurzwelle betriebene NVIS-Antenne (Near Vertical Incident Skywave)?

- A** Sie ermöglicht durch annähernd senkrechte Abstrahlung eine Raumwellenausbreitung ohne tote Zone um den Sendeort herum.
- B** Sie vergrößert durch ihre flache Abstrahlung den Bereich der Bodenwelle.
- C** Ihre senkrechte Abstrahlung bringt die D-Region zum Verschwinden, so dass die Tagesdämpfung über dem Sendeort lokal aufgehoben wird.
- D** Sie erzeugt mit ihrer Reflexion am nahen Erdboden eine zirkular polarisierte Abstrahlung, die Fading reduziert

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folien



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG225 Welche Antennentypen kommen üblicherweise als Erregerantennen (Feed) in Parabolspiegeln für den Mikrowellenbereich zum Einsatz?

- A Dipol, Helix, Hornantenne**
- B Collinear, Helix, isotroper Strahler**
- C Groundplane, Hornantenne, Ringdipol**
- D Helix, Hornantenne, Sperrkreisdipol**

Erklärung:

A:

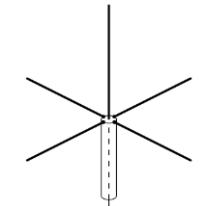
Dipole, Helix und Hornantenne kommen als Feeds zum Einsatz.

B:

Es gibt keinen realen isotropen Strahler (punktförmiger Kugelstrahler) – B scheidet aus.

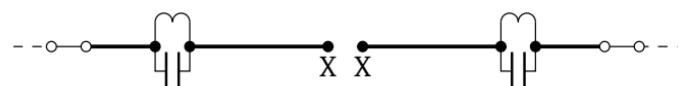
C:

Eine Groundplane Antenne kommt nicht im als Erreger einer Parabolantenne zum Einsatz – C scheidet aus.



D:

Ein Sperrkreisdipol kommt nicht im als Erreger einer Parabolantenne zum Einsatz – D scheidet aus.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG226 Wie hoch ist der Gewinn eines Parabolspiegels mit einem Durchmesser von 30 cm und mit einem Wirkungsgrad von $\eta_{eff} = 1$ bei einer Arbeitsfrequenz von 5,7 GHz?

- A 25,1 dBi**
- B 12,5 dBi**
- C 28,1 dBi**
- D 16,8 dBi**

Lösung / Rechenweg:

$$G_{Parabol} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{mit } A = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{und } \lambda = \frac{c}{f}$$

A = Fläche und D = Durchmesser Parabolspiegel

Aufgabenstellung:

$$D = 0,3 \text{ m}$$

$$\eta_{eff} = 1 \text{ (vollständige Nutzung des Gewinns)}$$

$$f = 5,7 \text{ GHz} = 5700 \text{ MHz}$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300}{5700} \text{ m} = 0,0526 \text{ m}$$

$$A = \pi \cdot \frac{0,3^2}{4} \text{ m}^2 = 0,071 \text{ m}^2$$

$$G_{linear} = \frac{4\pi \cdot 0,071}{0,0526^2} = 322,088$$

$$G_{dBi} = 10 \cdot \log(322,088) = 25,08 \text{ dBi} \approx 25,1 \text{ dBi}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG227 Wie hoch ist der Gewinn eines Parabolspiegels mit einem Durchmesser von 80 cm und mit einem Wirkungsgrad von $\eta_{eff} = 1$ bei einer Arbeitsfrequenz von 5,7 GHz?

- A 33,6 dBi**
- B 16,8 dBi**
- C 36,4 dBi**
- D 21,8 dBi**

Lösung / Rechenweg:

$$G_{Parabol} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{mit } A = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{und } \lambda = \frac{c}{f}$$

A = Fläche und D = Durchmesser Parabolspiegel

Aufgabenstellung:

$$D = 0,8 \text{ m}$$

$$\eta_{eff} = 1 \text{ (vollständige Nutzung des Gewinns)}$$

$$f = 5,7 \text{ GHz} = 5700 \text{ MHz}$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300}{5700} \text{ m} = 0,0526 \text{ m}$$

$$A = \pi \cdot \frac{0,8^2}{4} \text{ m}^2 = 0,502 \text{ m}^2$$

$$G_{linear} = \frac{4\pi \cdot 0,502}{0,0526^2} = 2283,01$$

$$G_{dBi} = 10 \cdot \log(2283,01) = 33,58 \text{ dBi} \approx 33,6 \text{ dBi}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG228 Wie hoch ist der Gewinn eines Parabolspiegels mit einem Durchmesser von 80 cm und mit einem Wirkungsgrad von $\eta_{eff} = 1$ bei einer Arbeitsfrequenz von 10,4 GHz?

- A** 38,8 dBi
- B** 19,4 dBi
- C** 42,4 dBi
- D** 25,2 dBi

Lösung / Rechenweg:

$$G_{Parabol} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{mit } A = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{und } \lambda = \frac{c}{f}$$

A = Fläche und D = Durchmesser Parabolspiegel

Aufgabenstellung:

$$D = 0,8 \text{ m}$$

$$\eta_{eff} = 1 \text{ (vollständige Nutzung des Gewinns)}$$

$$f = 10,4 \text{ GHz} = 10400 \text{ MHz}$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300}{10400} \text{ m} = 0,0288 \text{ m}$$

$$A = \pi \cdot \frac{0,8^2}{4} \text{ m}^2 = 0,502 \text{ m}^2$$

$$G_{linear} = \frac{4\pi \cdot 0,502}{0,0288^2} = 7605,51$$

$$G_{dBi} = 10 \cdot \log(7605,51) = 38,81 \text{ dBi} \approx 38,8 \text{ dBi}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.2 Antennenmerkmale

AG229 Wie hoch ist der Gewinn eines Parabolspiegels mit einem Durchmesser von 120 cm und mit einem Wirkungsgrad von $\eta_{eff} = 1$ bei einer Arbeitsfrequenz von 10,4 GHz?

- A 42,3 dBi**
- B 21,2 dBi**
- C 25,9 dBi**
- D 50,5 dBi**

Lösung / Rechenweg:

$$G_{Parabol} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad \text{mit } A = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \text{und } \lambda = \frac{c}{f}$$

A = Fläche und D = Durchmesser Parabolspiegel

Aufgabenstellung:

$$D = 1,2 \text{ m}$$

$$\eta_{eff} = 1 \text{ (vollständige Nutzung des Gewinns)}$$

$$f = 10,4 \text{ GHz} = 10400 \text{ MHz}$$

Einsetzen:

$$\lambda = \frac{300}{10400} \text{ m} = 0,0288 \text{ m}$$

$$A = \pi \cdot \frac{1,2^2}{4} \text{ m}^2 = 1,13 \text{ m}^2$$

$$G_{linear} = \frac{4\pi \cdot 1,13}{0,0288^2} = 17119,98$$

$$G_{dBi} = 10 \cdot \log(17119,98) = 42,33 \text{ dBi} \approx 42,3 \text{ dBi}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG301 Um bei hohen Sendeleistungen auf den Kurzwellenbändern die Störwahrscheinlichkeit auf ein Mindestmaß zu begrenzen, sollte die für die Sendeantenne verwendete Speiseleitung innerhalb von Gebäuden ...

- A** geschirmt sein.
- B** möglichst $\lambda/4$ lang sein.
- C** kein ganzzahliges Vielfaches von $\lambda/4$ lang sein.
- D** an keiner Stelle geerdet sein

Erklärung:

B, C, D:

Die Anpassung der Länge auf $\lambda/4$ ist nur in bestimmten Anpassungs- und Transformationsanwendungen sinnvoll, nicht jedoch zur Störungsminderung. Sie kann sogar bei Resonanz Mantelwellen begünstigen und Störungen erhöhen.

B scheidet aus.

Wichtig sind Schirmung, Verlegung und Anpassung. Die Länge ist dann unerheblich, solange keine Resonanzeffekte auftreten.

C scheidet aus.

Erdung reduziert das Störpotential im Gebäude und verbessert die Betriebssicherheit.

D scheidet aus.

A:

Die beste Maßnahme zur Begrenzung der Störwahrscheinlichkeit ist eine **geschirmte**, möglichst kurze und geerdete Speiseleitung.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG302 Welche Materialien werden für die Dielektriken gebräuchlicher Koaxkabel üblicherweise verwendet?

- A** PTFE (Teflon), Voll-PE, PE-Schaum.
- B** Pertinax, Voll-PE, PE-Schaum.
- C** PE-Schaum, Polystyrol, PTFE (Teflon).
- D** Voll-PE, PE-Schaum, Epoxyd.

Erklärung:

Siehe letzte Seite des Hilfsmittels, das Kabdämpfungsdiagramm.

Genannt sind dort ausschließlich:

- PTFE
- Voll-PE
- PE-Schaum

Daher ist (wohl) Lösung A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Begriffe I – Wellenwiderstand

Wellenwiderstand Z

- Widerstand, den eine Leitung der Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle entgegensetzt.
- Z ist unabhängig von der Frequenz und der Leitungslänge und ein **HF-Parameter der Leitung** selbst.

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

L' = Induktivitätsbelag in $\mu\text{H}/\text{m}$. (Induktivität pro m)
 C' = Kapazitätsbelag in $\mu\text{F}/\text{m}$. (Kapazität pro m)

L' und C' sind konstante Größen, die vom Leitungsmaterial und der Leitungsgeometrie abhängig sind.

- Ein korrekter Wellenwiderstand verhindert Signalfrektionen und Verluste und ist entscheidend für die Qualität der Übertragung.

- Übertragbare Leistung P ist vom Wellenwiderstand abhängig:
 - Bei $Z = 30 \Omega$ ist P maximal
 - Bei $Z = 75 \Omega$ der Verlust bei Empfang minimal, daher Einsatz in der TV- und Radiotechnik
 - Wenn gesendet und empfangen werden soll (AFU) als Kompromiss: $Z = 50 \Omega$
- L' und C' sind Abhängig vom Abstand der Leiter zueinander und von der Dielektrizitätszahl ϵ_r des Isoliermaterials:

Koaxiale Leitung	Symmetrische Zweidrahtleitung
$Z = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)$	$Z = \frac{120 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{2a}{d}\right)$

https://dl4zao.de/_downloads/Koaxkabel_dl4zao.pdf

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Begriffe II – Kabeldämpfung und Rückflussdämpfung

Kabeldämpfung

- Verlust von Signalstärke, der auftritt, wenn ein elektrisches Signal durch ein Kabel übertragen wird. Maß: dB/m

Ursache und Einflussfaktoren

- **elektrischer Widerstand des Kabelmaterials**
- **Kapazität und Induktivität, die den Signalfluss verändern**
- **Länge des Kabels**
Je länger das Kabel, desto größer die Kabeldämpfung über die Gesamtlänge
- **Frequenz des Signals**
Je höher die Frequenz, desto höher die Kabeldämpfung
- **Mechanische Beeinträchtigungen**
 - Kabeldehnung, -biegung und -torsion
 - Druckbelastung des Kabels
 - Kabelvibration
 - Kabelalterung

Rückflussdämpfung (Return Loss, R_L)

- Gibt an, welcher Anteil eines gesendeten Signals wieder zurück zur Quelle (Sender oder Antenne) reflektiert wird, anstatt zur Antenne oder zum Receiver zu gelangen. Maß: dB
- Maß für die Qualität der Impedanzanpassung zwischen Quelle und Leitung – z.B. 50 Ohm Sender und 50 Ohm Kabel

Reflexion	Impedanzanpassung	Rückflussdämpfung
Keine / wenig	Sehr gut / gut	30 dB und mehr / 20 dB
Hoch	Schlecht	5 dB und kleiner

- **Einflussfaktoren**
 - (offensichtlich:) schlechte Impedanzanpassung
 - Kabeldefekte verstärken Reflexionen
 - Anschlussfehler, schlechte Kontakte verursachen Reflexionen
 - Signalfrequenz hat Einfluss auf Impedanzanpassung

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Begriffe III – Dielektrizitätskonstante

Dielektrizitätskonstante ϵ

- physikalische Konstante, die die Fähigkeit eines Materials beschreibt, ein elektrisches Feld zu "dämpfen" oder zu "verlangsamen".
- Sie gibt an, wie viel ein elektrisches Feld durch ein Material beeinflusst wird, im Vergleich zu einem Vakuum.
- $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$
- Als absolute Größe angeben in Farad/m
- Sie hat Einfluss auf den Verkürzungsfaktor k_V , ist eher ein **indirekter HF-Parameter der Leitung**.

Dielektrizitätskonstante des Vakuums ϵ_0

ϵ_0 heißt auch elektrische Feldkonstante.

$$\epsilon_0 \approx 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$$

Relative Dielektrizitätszahl ϵ_r

- dimensionsloser Wert, der das Verhältnis der Dielektrizitätskonstanten eines Materials zur Dielektrizitätskonstanten des Vakuums angibt:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$$

- $\epsilon_r = 1$ bedeutet, dass das Material dieselben Eigenschaften wie das Vakuum hat.
- Für viele dielektrische Materialien wie Glas, Kunststoff oder Keramik ist $\epsilon_r > 1$, was bedeutet, dass das Material das elektrische Feld stärker "dämpft" oder "verlangsamt" als das Vakuum.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Begriffe IV – Verkürzungsfaktor

Verkürzungsfaktor k_V

- Wenn ein Signal durch ein Koaxialkabel läuft, benötigt es aufgrund der elektrischen Eigenschaften des Materials mehr Zeit, um die Strecke zu durchlaufen, als es im Vakuum der Fall wäre.
- k_V gibt an, wie stark sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals im Kabel c im Vergleich zur Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c_0 reduziert.
- k_V korrigiert also die Länge des Kabels, um die tatsächliche Ausbreitungsgeschwindigkeit des Signals zu berücksichtigen.

Der Verkürzungsfaktor beeinflusst die Wellenausbreitung und damit die Leistungsfähigkeit des Kabels und hängt eng mit den dielektrischen Eigenschaften des Materials im Kabel zusammen.

Der Verkürzungsfaktor ist daher also ein **HF-Parameter der Leitung**.

Es gilt:

$$k_V = \frac{l_G}{l_E} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{c_0}$$

l_G = mechanische Länge

l_E = elektrische Länge

c_0 = Lichtgeschwindigkeit im Vakuum

ϵ_r = relative Dielektrizitätszahl

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Begriffe V – Biegeradius

Biegeradius

- **Mechanischer Parameter** der Leitung:

Minimalen Radius, mit dem das Kabel gebogen werden kann, ohne Schaden zu nehmen oder seine Leistung zu beeinträchtigen.

- Typischerweise beträgt der Biegeradius etwa das 6-fache des Kabeldurchmessers.

- **Unterschreitung des minimalen Biegeradius führt zu:**

- Veränderung Abstand Innen-/Außenleiter, was den Wellenwiderstand beeinflusst
- Entstehung von Reflexionen und Signalstörungen
- Beeinträchtigung der elektrischen Eigenschaften des Kabels
- Mögliche Verzerrung des Signals oder Signalverluste

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG303 Welche Parameter beschreiben charakteristische Hochfrequenzeigenschaften eines Koaxialkabels?

- A** Wellenwiderstand, Kabeldämpfung, Verkürzungsfaktor.
- B** Biegeradius, Kabeldämpfung, Leitermaterial.
- C** Verkürzungsfaktor, Kabeldämpfung, Kabelfarbe.
- D** Rückflußdämpfung, Dielektrizitätskonstante, Kabeldämpfung.

Erklärung:

Der Wellenwiderstand, die Kabeldämpfung und der Verkürzungsfaktor sind charakteristische **HF-Eigenschaften** des Koaxialkabels.

Warum nicht B, C oder D?

- Biegeradius ist ein **mechanischer**, aber kein HF-Parameter.
- Kabelfarbe hat (natürlich) keinen Einfluss auf die HF-Eigenschaften der Übertragungsleitung.
- Rückflussdämpfung = $10 \cdot \log (P_{\text{einfallend}} / P_{\text{reflektiert}})$

Die reflektierte Leistung hängt z.B. von Qualität der Anpassung (Leitung – Antenne) ab.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG304 Eine Übertragungsleitung wird angepasst betrieben, wenn der Widerstand, mit dem sie abgeschlossen ist, ...

- A** den Wert des Wellenwiderstandes der Leitung aufweist.
- B** 50Ω beträgt.
- C** ein ohmscher Wirkwiderstand ist.
- D** eine offene Leitung darstellt.

Erklärung:

Anpassung einer Übertragungsleitung bedeutet:

Abstimmen der Impedanzen von Quelle, **Leitung und Last** so, dass die maximal mögliche Energie übertragen und Reflexionen minimiert werden.

Lösung A ist daher korrekt.

B, C, D:

50Ω stimmt nur, wenn der Wellenwiderstand der Leitung, d.h. die charakteristische Impedanz der Leitung, auch 50Ω beträgt. Mit einer 75Ω Leitung läge keine Anpassung vor. B scheidet aus.

Es kommt nicht darauf an, ob ein rein ohmscher Widerstand vorliegt, sondern auf den Betrag – ein Mismatch bedeutet eine Fehlanpassung. C scheidet aus.

Eine offene Leitung bedeutet unendlicher Widerstand und damit maximale Fehlanpassung. D scheidet aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG305 Eine offene Paralleldrahtleitung ist aus Draht mit einem Durchmesser $d = 2 \text{ mm}$ gefertigt. Der Abstand der parallelen Leiter beträgt $a = 20 \text{ cm}$. Wie groß ist der Wellenwiderstand Z_0 der Leitung?

- A** ca. 635Ω
- B** ca. 276Ω
- C** ca. $2,8 \text{ k}\Omega$
- D** ca. 820Ω

Lösung / Rechenweg:

$$Z = \frac{120 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{2a}{d}\right)$$

Natürlicher
Logarithmus!

Aufgabenstellung:

$$\begin{aligned}a &= 0,2 \text{ m} \\d &= 0,002 \text{ m} \\ \epsilon_r &= 1 \text{ (Luft wie Vakuum)}\end{aligned}$$

Einsetzen:

$$Z = \frac{120 \Omega}{\sqrt{1}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 0,2}{0,002}\right) = 120 \cdot 5,298 \approx 635 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG306 Ein Koaxialkabel (luftisoliert) hat einen Innendurchmesser der Abschirmung von 5 mm. Der Außendurchmesser des inneren Leiters beträgt 1 mm. Wie groß ist der Wellenwiderstand Z_0 des Kabels?

- A** ca. 97 Ω
- B** ca. 60 Ω
- C** ca. 50 Ω
- D** ca. 123 Ω

Lösung / Rechenweg:

$$Z = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)$$

Natürlicher
Logarithmus!

Aufgabenstellung:

$$D = 0,005 \text{ m}$$

$$d = 0,001 \text{ m}$$

$\epsilon_r = 1$ (Luft wie Vakuum)

Einsetzen:

$$Z = \frac{60 \Omega}{\sqrt{1}} \cdot \ln\left(\frac{0,005}{0,001}\right) = 60 \cdot \ln(5) \Omega \approx 96,56 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG307 Ein Koaxialkabel hat einen Innenleiterdurchmesser von 0,7 mm. Die Isolierung zwischen Innenleiter und Abschirmgeflecht besteht aus Polyethylen (PE) und sie hat einen Durchmesser von 4,4 mm. Der Außendurchmesser des Kabels ist 7,4 mm. Wie hoch ist der ungefähre Wellenwiderstand des Kabels?

- A** ca. 75 Ω
- B** ca. 20 Ω
- C** ca. 50 Ω
- D** ca. 95 Ω

Lösung / Rechenweg:

$$Z = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{D}{d}\right)$$

Natürlicher
Logarithmus!

Aufgabenstellung:

$$\begin{aligned}D &= 0,7 \text{ mm} \\d &= 4,4 \text{ mm} \\\epsilon_r &\approx 2,29 \text{ (PE)}\end{aligned}$$

Relative Dielektrizitätszahl

Material	Wert
Luft (trocken)	1,00059
Voll-PE (Polyäthylen)	2,29
Schaum-PE	1,5
PTFE (Teflon)	2,0

Einsetzen:

$$Z = \frac{60 \Omega}{\sqrt{2,29}} \cdot \ln\left(\frac{4,4}{0,7}\right) = 39,64 \cdot 1,84 \Omega \approx 72,95 \Omega$$

5-7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG308 Welcher Typ Koaxialkabel ist laut zur Verfügung gestelltem Kabeldämpfungsdiagramm für eine 60 m lange Verbindung zwischen Senderausgang und einem Multiband-Kurzwellenbeam für die Bänder 20 m, 15 m und 10 m geeignet, wenn die Kabeldämpfung bei 29 MHz nicht mehr als 2 dB betragen soll?

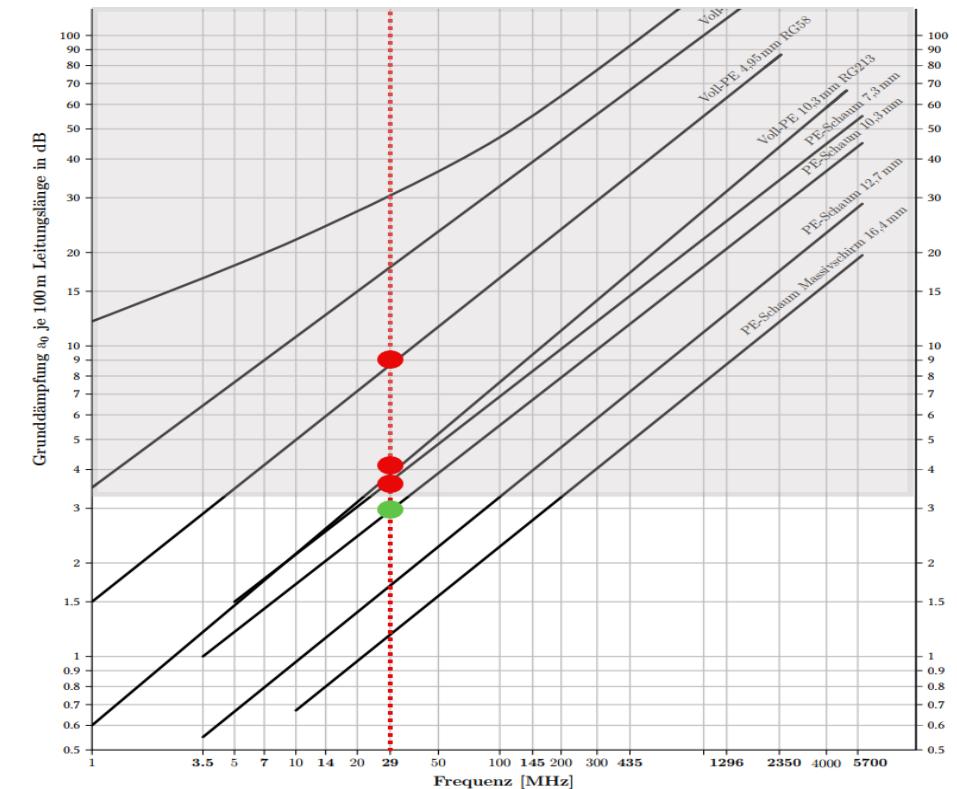
- A PE-Schaumkabel mit 10,3 mm Durchmesser.**
- B Voll-PE-Kabel mit 4,95 mm Durchmesser (Typ RG58).**
- C Voll-PE-Kabel mit 10,3 mm Durchmesser (Typ RG213).**
- D PE-Schaumkabel mit 7,3 mm Durchmesser.**

Achtung:

Logarithmische Skalen, d.h. 25 dB liegt nicht in der Mitte zwischen 20 dB und 30 dB!

Lösung / Rechenweg:

Umrechnung von $\frac{2 \text{ dB}}{60 \text{ m}}$ auf $\frac{x \text{ dB}}{100 \text{ m}}$, um im Diagramm nachsehen zu können: $x = 3,33 \text{ dB}$



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

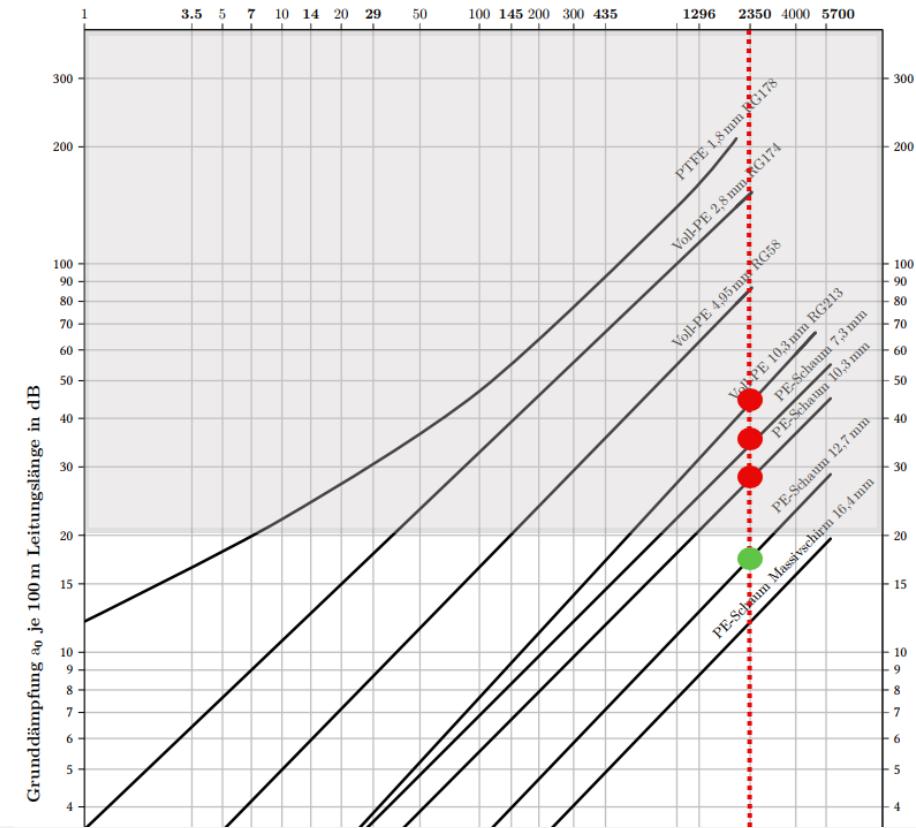
5.7.3 Übertragungsleitungen

AG309 Welches Koaxkabel ist nach dem zur Verfügung gestellten Kabeldämpfungsdiagramm für eine 20 m lange Verbindung zwischen Senderausgang und Antenne geeignet, wenn die Kabeldämpfung im 13 cm-Band bei 2,350 GHz nicht mehr als 4 dB betragen soll?

- A PE-Schaumkabel mit 12,7 mm Durchmesser.**
- B PE-Schaumkabel mit 7,3 mm Durchmesser.**
- C Voll-PE-Kabel mit 10,3 mm Durchmesser (Typ RG213).**
- D PE-Schaumkabel mit 10,3 mm Durchmesser.**

Lösung / Rechenweg:

Umrechnung von $\frac{4 \text{ dB}}{20 \text{ m}}$ auf $\frac{x \text{ dB}}{100 \text{ m}}$, um im Diagramm nachsehen zu können: $x = 20 \text{ dB}$



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG310 Zur Verbindung Ihres 5,700 GHz-Senders (6 cm-Band) mit dem Feed eines Parabolspiegels benötigen Sie ein 8 m langes und möglichst dünnes Koaxialkabel, das nicht mehr als 3 dB Dämpfung haben soll. Welches der Koaxialkabel aus dem Kabeldämpfungsdiagramm erfüllt diese Anforderung?

- A** PE-Schaumkabel mit 12,7 mm Durchmesser.
- B** PE-Schaumkabel mit 7,3 mm Durchmesser.
- C** PE-Schaumkabel mit Massivschirm und 16,4 mm Durchmesser.
- D** PE-Schaumkabel mit 10,3 mm Durchmesser.

Lösung / Rechenweg:

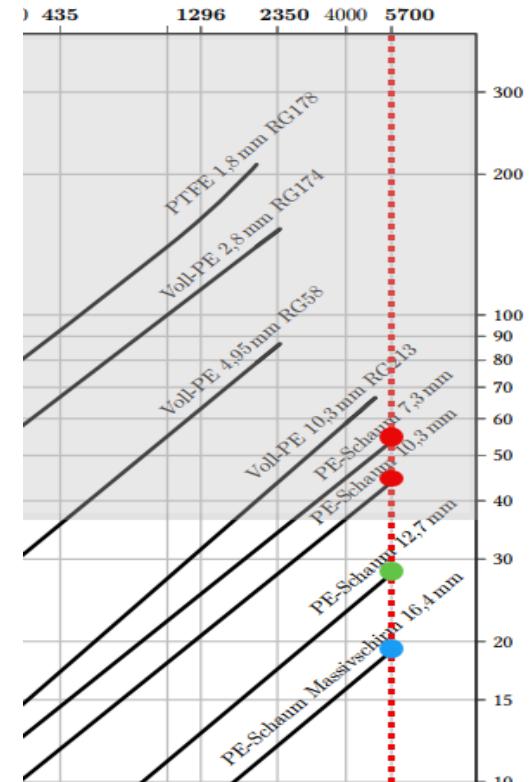
Umrechnung von $\frac{3 \text{ dB}}{8 \text{ m}}$ auf $\frac{x \text{ dB}}{100 \text{ m}}$, um im Diagramm nachsehen zu können:

$$x = 37,5 \text{ dB} \text{ (hellgrau)}$$

Lösung C liegt zwar im Lösungsraum, ist aber nicht das dünneste Koaxialkabel.

Das PE-Schaumkabel mit 12,7 mm in **Lösung A** ist dünner.

Lösung B und D haben zu hohe Dämpfungen.



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Zweidrahtleitungen

Zweidrahtleitung mit Stegen

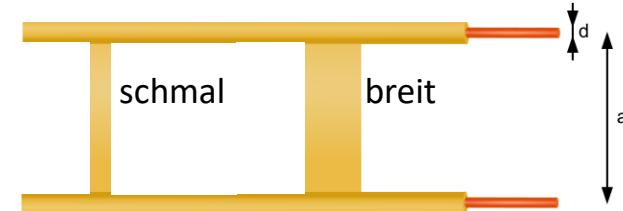
- besteht aus zwei parallelen elektrischen Leitern. Die Stege dienen als Abstandshalter und halten die Leiter entlang der gesamten Leitungslänge auf diesem definierten Abstand.
- Die Stege sind typischerweise aus Kunststoff gefertigt und bilden zusammen mit den Leitern eine Art Flachbandleitung.
- **Der Abstand zwischen den Leitern selbst bestimmt den Wellenwiderstand der Leitung mit. Ein größerer Abstand führt zu einem höheren Wellenwiderstand und geringeren Verlusten.**

Besonderheiten

- Die Abstände zwischen den Leitern sind in engeren Toleranzen ausgeführt.
- Es liegt keine Verdrillung der Leiter vor.
- Zur Erzielung eines hohen Leitungswellenwiderstandes sind die Leiter in einem größeren räumlichen Abstand angeordnet.

Vorteil

- effiziente Signalübertragung, insbesondere im Hochfrequenzbereich und niedrigere Kosten
- geringere Dämpfung im Vergleich zu Koaxialleitungen bei vergleichbaren Außenabmessungen



Schmale Stege:

- geringe Breite im Verhältnis zum Abstand der Leiter
- weniger Fläche für dielektrische Verluste
- höheren Wellenwiderstand
- **geringere Verluste im HF-Bereich**

Breite Stege:

- größere Breite im Verhältnis zum Leiterabstand
- mehr Fläche für dielektrische Verluste
- niedriger Wellenwiderstand
- höhere Verluste im HF-Bereich

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG311 Welche der folgenden Leitungen weist bei gleichem Leiterquerschnitt im Kurzwellenbereich den geringsten Verlust auf?

A Zweidrahtleitung mit großem Abstand und schmalen Stegen.

B Zweidrahtleitung mit großem Abstand und breiten Stegen.

C Zweidrahtleitung mit geringem Abstand und Kunststoffumhüllung.

D Verdrillte Zweidrahtleitung mit Kunststoffumhüllung.

Erklärung:

B, C und D weisen höhere Verluste als A auf, weil:

- **Breite Stege (B)**
bieten mehr Fläche für dielektrische Verluste
- **Geringer Abstand (C)**
erhöht die Kapazität und damit die dielektrischen Verluste.
- **Kunststoffumhüllung (C und D)**
führt zu zusätzlichen dielektrischen Verlusten.
- **Verdrillung (D)**
erhöht die Kapazität zwischen den Leitern und damit die Verluste.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG312 Bei einer symmetrischen Zweidrahtleitung ohne Gleichtaktanteil ...

- A** sind Spannung gegenüber Erde und Strom in beiden Leitern gleich groß und an jeder Stelle gegenphasig.
- B** liegt einer der beiden Leiter auf Erdpotential.
- C** gibt es keine Strom- und Spannungsverteilung auf der Leitung.
- D** sind Spannung gegenüber Erde und Strom in beiden Leitern gleich groß und an jeder Stelle gleichphasig.

Erklärung:

Im Gegentaktbetrieb ist das Bezugspotential (die Erde) nicht beteiligt an der Leitung des Stroms.

Die Summe der Leiterströme ist zu jedem Zeitpunkt null, es fließt kein Netto-Strom zu Erde ab, weil das System um die Erde herum völlig symmetrisch ist und es keine Verbindung eines Leiters zur Erde gibt (B scheidet aus).

Der Hinleiter führt $+I$ als Strom und der Rückleiter $-I$ als Strom, so dass sich die Ströme gegenüber Erde aufheben – **sie sind gegenphasig**.

Die Spannungen beider Leiter gegenüber Erde sind an jedem Punkt der Leitung betragsgleich und **mit entgegengesetztem Vorzeichen / entgegengesetzter Polarisierung**. Nur dadurch ergibt sich eine Differenzspannung, wodurch ein Strom fließen kann. (D scheidet aus).

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG313 Der Verkürzungsfaktor einer luftisierten Paralleldrahtleitung ist ...

- A** ungefähr 1.
- B** 0,1.
- C** 0,66.
- D** unbestimmt

Lösung / Rechenweg:

Die Formel zur Berechnung des Verkürzungsfaktors von HF-Leitungen kann dem Hilfsmittel entnommen werden:

$$k_V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Da die relative Dielektrizitätszahl ϵ_r (s.u.) ungefähr 1 ist, ist auch die Wurzel aus ihr ungefähr 1 und der Kehrwert ebenfalls ungefähr 1.

Daher ist Lösung A korrekt.

Relative Dielektrizitätszahl

Material	Wert
Luft (trocken)	1,00059

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG314 Die Ausbreitungsgeschwindigkeit in einem Koaxialkabel ...

A ist geringer als im Freiraum.

B ist höher als im Freiraum.

C entspricht der Geschwindigkeit im Freiraum.

D ist unbegrenzt.

Lösung / Rechenweg:

Typische Werte für den Verkürzungsfaktor k_V von Koaxialkabeln liegen z.B. bei:

- 0,66 für RG58 CU und
- 0,87 für Airborne 5 / H2005

Mit dieser Kenntnis und der Formel

$$k_V = \frac{c}{c_0} \quad d.h. \quad c = k_V \cdot c_0$$

lässt sich sagen, dass die Lichtgeschwindigkeit c in einem Koaxialkabel geringer als im Freiraum c_0 ist, da k_V kleiner 1 ist.

Lösung A ist korrekt.

Wenn man die oben genannten Verkürzungsfaktoren nicht kennt, kann man sie über die relative Dielektrizitätszahl ϵ_r (siehe Hilfsmittel) und die Formel $k_V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ errechnen (siehe Aufgabe AG315).

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG315 Der Verkürzungsfaktor eines Koaxialkabels mit einem Dielektrikum aus massivem Polyethylen beträgt ungefähr ...

- A** 0,66.
- B** 0,1.
- C** 0,8.
- D** 1,0.

Lösung / Rechenweg:

Schlage ϵ_r im Hilfsmittel nach:

Relative Dielektrizitätszahl

Material	Wert
Luft (trocken)	1,00059
Voll-PE (Polyäthylen)	2,29
Schaum-PE	1,5
PTFE (Teflon)	2,0

Und berechne den Verkürzungsfaktor

$$k_V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{1}{\sqrt{2,29}} \approx 0,6608$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG316 Wie lang ist ein Koaxialkabel, das für eine ganze Wellenlänge bei 145 MHz zugeschnitten wurde, wenn der Verkürzungsfaktor 0,66 beträgt?

A 1,37 m

B 2,07 m

C 0,68 m

D 2,72 m

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300}{145} \text{ m} = 2,069 \text{ m}$$

$$L = \lambda \cdot k_V = 2,069 \text{ m} \cdot 0,66 \approx 1,37 \text{ m}$$

Man braucht eigentlich gar nicht rechnen, denn 145 MHz ist das 2 m-Band.

2/3 von 2 m sind ca. 1,37 m.

Lösung B, C und D scheiden bei der Abschätzung aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG317 Welche mechanische Länge hat ein elektrisch $\lambda/4$ langes Koaxkabel mit Vollpolyethylenisolierung bei 145 MHz?

- A** 34,2 cm
- B** 51,7 cm
- C** 103 cm
- D** 17,1 cm

Lösung / Rechenweg:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300}{145} \text{ m} = 2,069 \text{ m}$$

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{2,069}{4} \text{ m} = 0,5173 \text{ m}$$

$$k_V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_e}} = \frac{1}{\sqrt{2,29}} \approx 0,6608$$

$$k_V = \frac{l_G}{l_E} \Rightarrow l_G = k_V \cdot l_E$$

$$l_G = 0,6608 \cdot 0,5173 \text{ m} = 0,342 \text{ m} = 34,2 \text{ cm}$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG318 Wie bezeichnet man den Effekt, dass sich mit steigender Frequenz der Elektronenstrom mehr und mehr zur Oberfläche eines Leiters hin verlagert, so dass sich mit steigender Frequenz der ohmsche Verlustwiderstand des Leiters erhöht?

- A Als Skin-Effekt**
- B Als Mögel-Dellinger-Effekt**
- C Als Doppler-Effekt**
- D Als Dunning-Kruger-Effekt**

Lösung / Rechenweg:

Wenn man die Antwort A nicht kennt, dann kommt man ggf. mit dem Ausschlussverfahren zum Ergebnis.

Mögel-Dellinger-Effekt:

Kurzzeitiger Ausfall der KW-Verbindungen durch starke Sonneneruptionen.

Doppler-Effekt:

Frequenzverschiebung wenn sich Quelle und Beobachter relativ zueinander bewegen (vorbeifahrender Rettungswagen)

Dunning-Kruger-Effekt ☺:

Psychologischer Effekt, dass Menschen mit geringer Kompetenz in einem Gebiet dazu neigen sich zu überschätzen.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG319 Welche Folgen hat der Skin-Effekt bei steigender Frequenz?

Der stromdurchflossene Querschnitt des Leiters ...

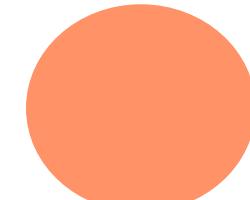
- A** sinkt und dadurch steigt der effektive Widerstand des Leiters.
- B** steigt und dadurch sinkt der effektive Widerstand des Leiters.
- C** sinkt und dadurch sinkt der effektive Widerstand des Leiters.
- D** steigt und dadurch steigt der effektive Widerstand des Leiters.

Erklärung:

Mit steigender Frequenz f konzentriert sich der Stromfluss auf die Außenwand des Leiters – daher der Name: Skin Effekt = Außenhaut/-wand.

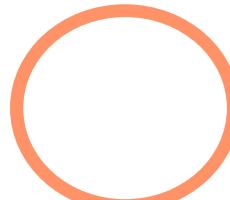
Folge:

Der stromdurchflossene Querschnitt des Leiters sinkt.



f niedrig

vs.



f hoch

Wenn der Drahtquerschnitt A_{Dr} sinkt, steigt der Widerstand R : $R = \frac{\rho \cdot l}{A_{Dr}}$

Bei 20 kHz steigt der Widerstand eines 0,5-mm²-Leiters lediglich um etwa 0,2 %. Bei 200 kHz beträgt die Erhöhung etwa 20 %.

Quelle: <https://www.cordial-cables.com/de/skineffekt>

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen / Lecherleitung

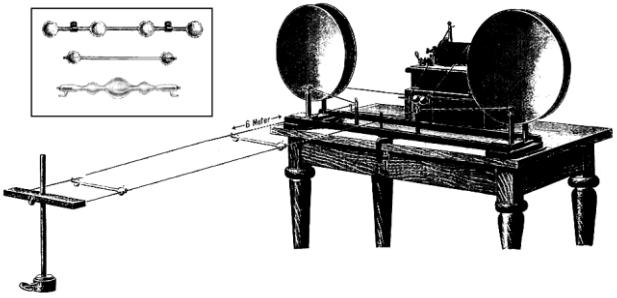
Lecherleitung

- **Spezielle Form einer Zweidrahtleitung**, bestehend aus zwei parallelen, oftmals blanken Drähten mit konstantem Abstand, die **nach außen hin offen oder kurzgeschlossen** sein können. Sie ermöglicht die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen.
- Wird die Leitung mit hochfrequenter Energie gespeist, so laufen Wellen über einen Draht hin und über den anderen zurück; an offenen oder kurzgeschlossenen Enden werden sie reflektiert.
- Die Überlagerung von Hin- und Rückwelle erzeugt stehende Wellen mit regelmäßigen Knoten (Nullpunkten) und Bäuchen (Maxima).
- **Die Länge der Lecherleitung bestimmt die Wellenlänge, bei der stehende Wellen gebildet werden und somit die Eigenresonanzen auftreten.**

Anwendung im Amateurfunk

- Impedanztransformation, etwa um eine nicht exakt an das Koaxialkabel angepasste Antenne trotzdem mit maximaler Leistung versorgen zu können. Zum Beispiel kehrt eine $\lambda/4$ -Lecherleitung die Impedanzverhältnisse um (aus hohen werden niedrige Widerstände oder umgekehrt).
- Bei sehr hohen Frequenzen (VHF/UHF und darüber) fungieren abgeschnittene Leitungsstücke (z. B. $\lambda/4$ oder $\lambda/2$ lang) als Resonanzkreise oder Impedanztransformatoren, weil klassische Spulen oder Kondensatoren zu verlustbehaftet wären.

Stehwellenmessgerät von Ernst Lecher (1888)



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.3 Übertragungsleitungen

AG320 Eine Lecherleitung besteht aus zwei parallelen Leitern. Wovon ist ihre Resonanzfrequenz wesentlich abhängig? Sie ist abhängig ...

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folie

- A von der Leitungslänge.**
- B vom verwendeten Balun.**
- C vom SWR auf der Leitung.**
- D vom Wellenwiderstand der beiden parallelen Leiter.**

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG401 Welche Lastimpedanz ist für eine Leistungsanpassung erforderlich, wenn die Signalquelle eine Ausgangsimpedanz von 50 Ω hat?

- A** 50 Ω
- B** 1/50 Ω
- C** 100 Ω
- D** 200 Ω

Erklärung:

Leistungsanpassung:

Die maximal abgabbare elektrische Leistung wird von der Quelle an die Senke abgegeben, d.h. also z.B. vom Transceiver an die Antenne.

Im Fall von HF-Übertragungen bedeutet das:

Impedanzanpassung von Quelle und Senke.

Da hier nur reelle Werte (50 Ω) ohne induktive oder kapazitive Anteile (± j...) angeben sind, reicht es diese zu betrachten.

Daher ist Lösung A korrekt.

Würden auch induktive und kapazitive Anteile mit betrachtet, müssten sich diese zusätzlich aufheben:

$$Z_{\text{Quelle}} = R_q + jX_q = Z_{\text{Senke}} = R_s - jX_s \text{ mit } R_q = R_s \text{ und } X_q = X_s$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG402 Am Eingang einer angepassten HF-Übertragungsleitung werden 100 W HF-Leistung eingespeist. Die Dämpfung der Leitung beträgt 3 dB. Welche Leistung wird bei Leerlauf oder Kurzschluss am Leitungsende reflektiert?

- A 50 W**
- B 25 W**
- C 50 W bei Leerlauf und 0 W bei Kurzschluss**
- D 0 W bei Leerlauf und 50 W bei Kurzschluss**

Lösung / Rechenweg:

3 dB bedeutet für Leistungen:

Verstärkung um den Faktor 2 oder 50% Dämpfung.

Hier also:

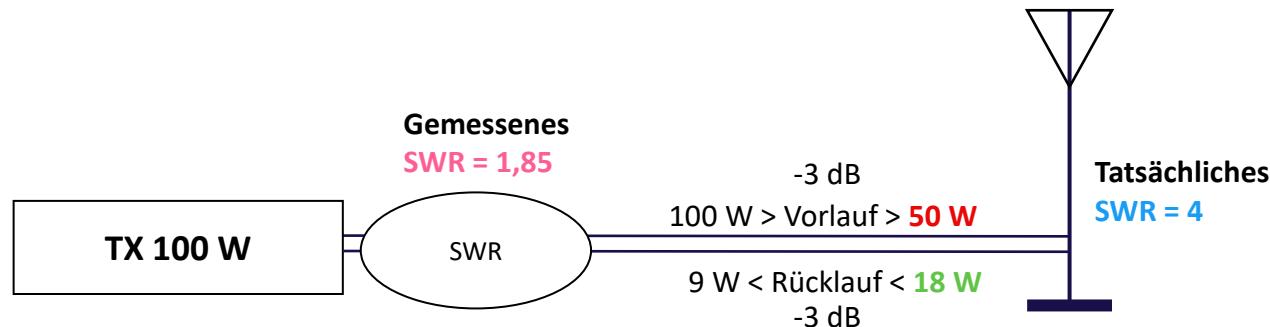
Dämpfung um $100 \text{ W} \cdot 50\% = 50 \text{ W}$.

D.h. es werden $100 - 50 \text{ W} = 50 \text{ W}$ reflektiert.

Leistungsverhältnis	
-20 dB	0,01
-10 dB	0,1
-6 dB	0,25
-3 dB	0,5
-1 dB	0,79
0 dB	1
1 dB	1,26
3 dB	2

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen / Trügerisches SWR bei Leitungsdämpfung



$$\frac{\text{Statsächlich}^{-1}}{\text{Statsächlich}+1} = \sqrt{\frac{P_r}{P_v}} \Rightarrow \frac{4-1}{4+1} = \frac{3}{5} = \sqrt{\frac{P_r}{P_v}} \Rightarrow P_r = 0,36 \cdot P_v = 0,36 \cdot 50 \text{ W} = 18 \text{ W}$$

$$s_{\text{gemessen}} = \frac{\sqrt{P_v} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_v} - \sqrt{P_r}} = \frac{\sqrt{100} + \sqrt{9}}{\sqrt{100} - \sqrt{9}} = \frac{13}{7} = 1,85$$

Der in der Praxis übliche Anschluss eines SWR-Meters direkt am TX schönt das gemessene SWR (hier 1,85, obwohl tatsächlich 4). Man misst in diesem Fall die ungedämpfte vorlaufende Welle und die zwei mal gedämpfte rücklaufende Welle!

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG403 In den Eingang einer Antennenleitung mit einer Dämpfung von 3 dB werden 10 W HF-Leistung eingespeist. Mit der am Leitungsende angeschlossenen Antenne misst man am Leitungseingang ein SWR von 3. Mit einer künstlichen 50 Ω-Antenne am Leitungsende beträgt das SWR am Leitungseingang etwa 1. Was lässt sich aus diesen Messergebnissen schließen?

- A** Die Antenne ist fehlerhaft. Sie strahlt so gut wie keine HF-Leistung ab.
- B** Die Antennenleitung ist fehlerhaft, an der Antenne kommt so gut wie keine HF-Leistung an.
- C** Die Antennenanlage ist in Ordnung. Es werden etwa 5 W HF-Leistung abgestrahlt.
- D** Die Antennenanlage ist in Ordnung. Es werden etwa 3,75 W HF-Leistung abgestrahlt

Lösung / Rechenweg:

B lässt sich ausschließen (SWR=1 mit Dummy-Load), d.h. perfekte Anpassung.

$$SWR = 3 = \frac{\sqrt{10 \text{ W}} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{10 \text{ W}} - \sqrt{P_r}} \Rightarrow P_r = 2,5 \text{ W}$$

Ausgangsleistung von 10 W und SWR = 3 ergibt: Rücklaufende Leistung von 2,5 W.

Diese rücklaufende Leistung entspricht aber bereits der 2-maligen Dämpfung (Hin/Rück) um -3 dB (50%):

$$10 \text{ W} * 0,5 * 0,5 = 2,5 \text{ W}$$

Das bedeutet:

Die Antenne strahlt keinerlei Leistung ab!

Leistungsverhältnis

-20 dB	0,01
-10 dB	0,1
-6 dB	0,25

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG404 Am Eingang einer Antennenleitung mit einer Dämpfung von 5 dB werden 10 W HF-Leistung eingespeist. Mit der am Leitungsende angeschlossenen Antenne misst man am Leitungseingang ein SWR von 1. Welches SWR ist am Leitungseingang zu erwarten, wenn die Antenne abgeklemmt wird?

- A Ein SWR von ca. 1,92**
- B Ein SWR von ca. 3,6**
- C Ein SWR von ca. 0, da sich vorlaufende und rücklaufende Leistung gegenseitig auslöschen**
- D Ein SWR, das gegen unendlich geht, da am Ende der Leitung die gesamte HF-Leistung reflektiert wird**

Lösung / Rechenweg:

Wir haben eine vorlaufende Leistung P_v von 10 W, die um 5 dB gedämpft wird, d.h. es werden bei $\text{SWR} = 1$ von der Antenne abgestrahlt:

$$10 \text{ W} \cdot 10^{\frac{-5}{10}} = 3,16 \text{ W}$$

Wenn die Antenne abgeklemmt wird, gibt es eine vollständige Reflexion des Signals.

Bei der Reflexion werden die 3,16 W nochmals um 5 dB gedämpft:

$$3,16 \text{ W} \cdot 10^{\frac{-5}{10}} = 1 \text{ W} = P_r$$

Es gilt:

$$s = \frac{\sqrt{P_v} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_v} - \sqrt{P_r}} = \frac{\sqrt{10} + \sqrt{1}}{\sqrt{10} - \sqrt{1}} = \frac{\sqrt{10} + 1}{\sqrt{10} - 1} \approx 1,92$$

Somit ist Lösung A korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG405 Ein Kabel mit einem Wellenwiderstand von 75Ω und vernachlässigbarer Dämpfung wird zur Speisung einer Faltdipol-Antenne verwendet. Welches SWR kann man auf der Leitung erwarten?

- A** ca. 3,2 bis 4
- B** 0,3
- C** ca. 1,5 bis 2
- D** 5,7

Lösung / Rechenweg:

Ein Faltdipol hat einen Eingangs-/Fußpunktwiderstand von ca. 240-300 Ω .

Im Hilfsmittel ist das SWR s definiert als:

$$s = \frac{R_2}{Z} \quad \text{mit } R_2 > Z$$

R_2 : reeller Abschlusswiderstand der HF Leitung
 Z : Wellenwiderstand der HF Leitung

Daher:

$$R_2 = 240 \text{ (bzw. } 300) \Omega$$
$$Z = 75 \Omega$$

Damit ergibt sich:

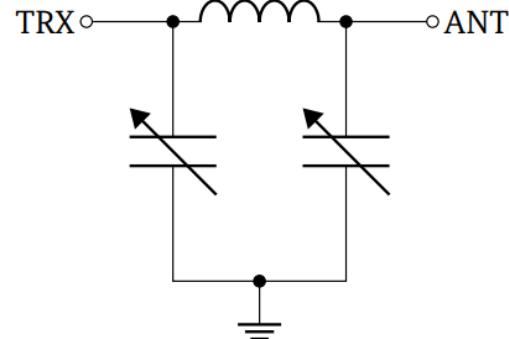
$$s = \frac{240}{75} = 3,2 \quad \text{bzw. } s = \frac{300}{75} = 4$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG406 Worum handelt es sich bei dieser Schaltung?

Es handelt sich um ...

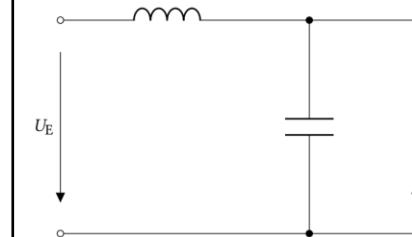


- A** ein Pi-Filter zur Impedanztransformation und Verbesserung der Unterdrückung von Oberwellen.
- B** einen regelbaren Bandpass mit veränderbarer Bandbreite zur Kompensation der Auskoppelverluste.
- C** einen abstimmbaren Sperrkreis zur Entkopplung der Antenne vom Sender.
- D** einen Saugkreis, der die zweite Harmonische unterdrückt und so den Wirkungsgrad der Verstärkerstufe erhöht

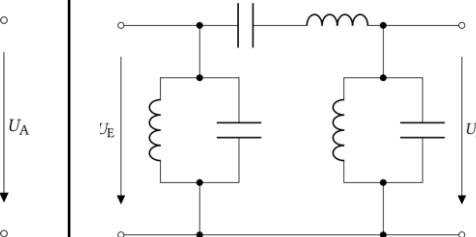
Erklärung:

Frage ED209 zeigt einen Tiefpass-Filter, welcher Oberwellen unterdrückt – in der Aufgabe wurde er zum Pi-Filter erweitert und regelbar ausgeführt.

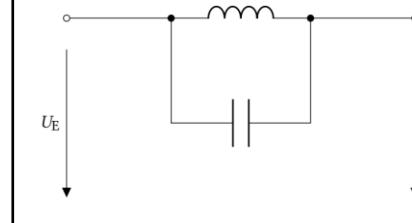
Tiefpass (ED209):
Lösung A ist korrekt.



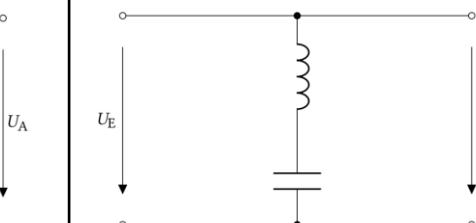
Bandpass (AD205):
B scheidet aus.



Sperrkreis (ED214):
C scheidet aus



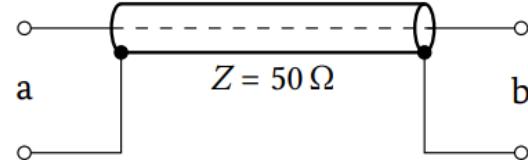
Saugkreis (ED215):
D scheidet aus



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG407 Welche Phasenverschiebung erhält ein HF-Signal von a nach b, wenn die elektrische Länge der abgebildeten Koaxialleitung $\lambda/4$ beträgt?



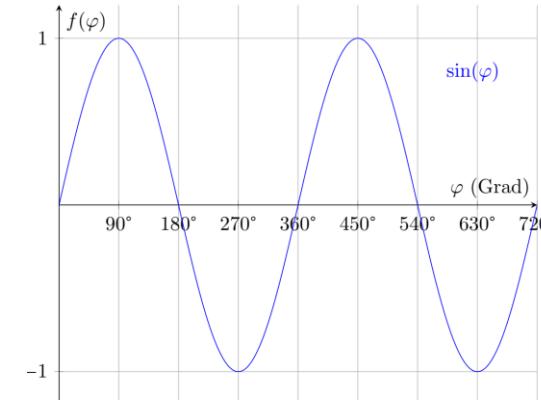
A 90°

B 180°

C $\frac{\pi}{4}$

D Null

Erklärung:



λ entspricht 360° (ganze Welle)

$\frac{\lambda}{2}$ entspricht 180° (halbe Welle)

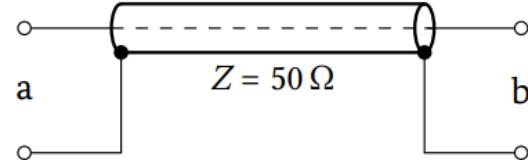
$\frac{\lambda}{4}$ entspricht 90° (viertel Welle).

Die Phasenverschiebung beträgt 90° (Lösung A).

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

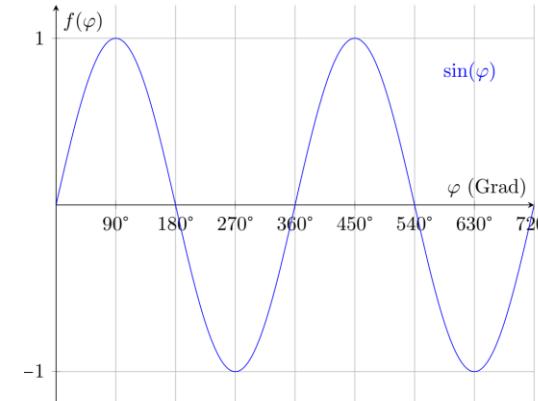
5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG408 Welche Phasenverschiebung erhält ein HF-Signal von a nach b, wenn die elektrische Länge der abgebildeten Koaxialleitung gleich der Wellenlänge ist?



- A** 0°
- B** 180°
- C** $\frac{\pi^2}{4}$
- D** 90°

Erklärung:



λ entspricht 360° (ganze Welle) = 0° = 720°

$\frac{\lambda}{2}$ entspricht 180° (halbe Welle)

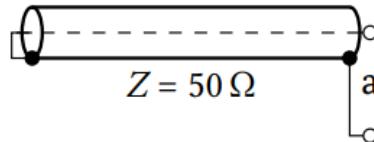
$\frac{\lambda}{4}$ entspricht 90° (viertel Welle).

Die Phasenverschiebung beträgt 0° (Lösung A).

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG409 Wie groß ist die Impedanz am Punkt a, wenn die elektrische Länge der abgebildeten Koaxialleitung $\lambda/4$ beträgt?



- A Sehr hochohmig**
- B Annähernd 0 Ω**
- C 50 Ω**
- D Ungefähr 100 Ω**

Erklärung:

Eine $\lambda/4$ -Leitung ändert aufgrund der 90° Phasenverschiebung die Impedanz:

von
niederohmig

zu
hochohmig

und

von
hochohmig

zu
niederohmig

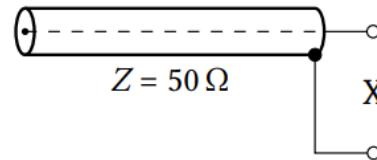
Am a entgegengesetzten Punkt liegt ein Kurzschluss vor, daher ist dieser Punkt niederohmig und der Punkt a infolgedessen sehr hochohmig.

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG410 Wie groß ist die Impedanz am Punkt X, wenn die elektrische Länge der abgebildeten Koaxialleitung $\lambda/4$ beträgt?



- A** Annähernd 0 Ω
- B** Sehr hochohmig
- C** 50 Ω
- D** Ungefähr 100 Ω

Erklärung:

Eine $\lambda/4$ -Leitung ändert aufgrund der 90° Phasenverschiebung die Impedanz:

von niederohmig zu hochohmig

und

von hochohmig zu niederohmig

Der X entgegengesetzten Punkt ist offen, daher ist dieser Punkt sehr hochohmig und der Punkt X infolgedessen sehr niederohmig (Annähernd 0 Ω).

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG411 Eine Viertelwellen-Übertragungsleitung ist an einem Ende offen. Die Impedanz am anderen Ende ...

A beträgt nahezu null Ohm.

B ist gleich dem Wellenwiderstand.

C beträgt das Dreifache des Wellenwiderstandes.

D ist nahezu unendlich hochohmig.

Erklärung:

Eine $\lambda/4$ -Leitung ändert aufgrund der 90° Phasenverschiebung die Impedanz:

von
niederohmig

zu
hochohmig

und

von
hochohmig

zu
niederohmig

Ist das eine Ende offen, liegt also ein sehr hoher Widerstand vor.

Infolgedessen ist die Impedanz am anderen Ende nahezu Null.

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG412 Eine Halbwellen-Übertragungsleitung ist an einem Ende mit 50Ω abgeschlossen. Wie groß ist die Eingangsimpedanz am anderen Ende dieser Leitung?

- A** 50Ω
- B** 25Ω
- C** 100Ω
- D** 200Ω

Erklärung:

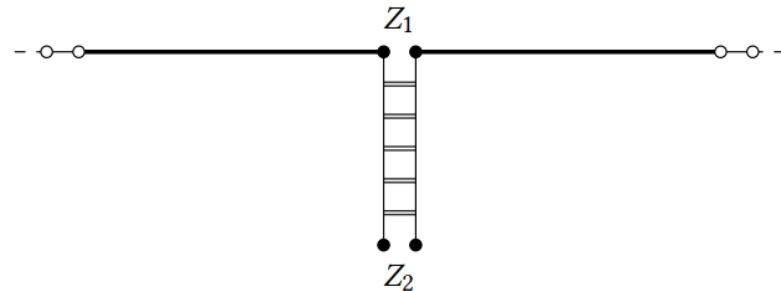
Eine Halbwellen-Übertragungsleitung ($\lambda/2$) ändert die Impedanz nicht, d.h. wenn sie an einem Ende mit 50Ω abgeschlossen ist, wird die Impedanz am anderen Ende der Leitung auch 50Ω sein.

Lösung A ist korrekt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG413 Einem Halbwellendipol wird die Sendeleistung über eine abgestimmte $\lambda/2$ -Speiseleitung zugeführt. Wie hoch ist die Impedanz Z_1 am Einspeisepunkt des Dipols? Und wie hoch ist die Impedanz Z_2 am Anfang der Speiseleitung?



- A** Z_1 und Z_2 sind niederohmig.
- B** Z_1 und Z_2 sind hochohmig.
- C** Z_1 ist niederohmig und Z_2 hochohmig.
- D** Z_1 ist hochohmig und Z_2 niederohmig.

Erklärung:

C, D:

Eine Halbwellen-Übertragungsleitung ($\lambda/2$) ändert die Impedanz nicht, daher scheiden Lösungen C und D aus.

B:

Der Halbwellendipol ist niederohmig ($50-75 \Omega$). Daher scheidet Lösung B aus.

A:

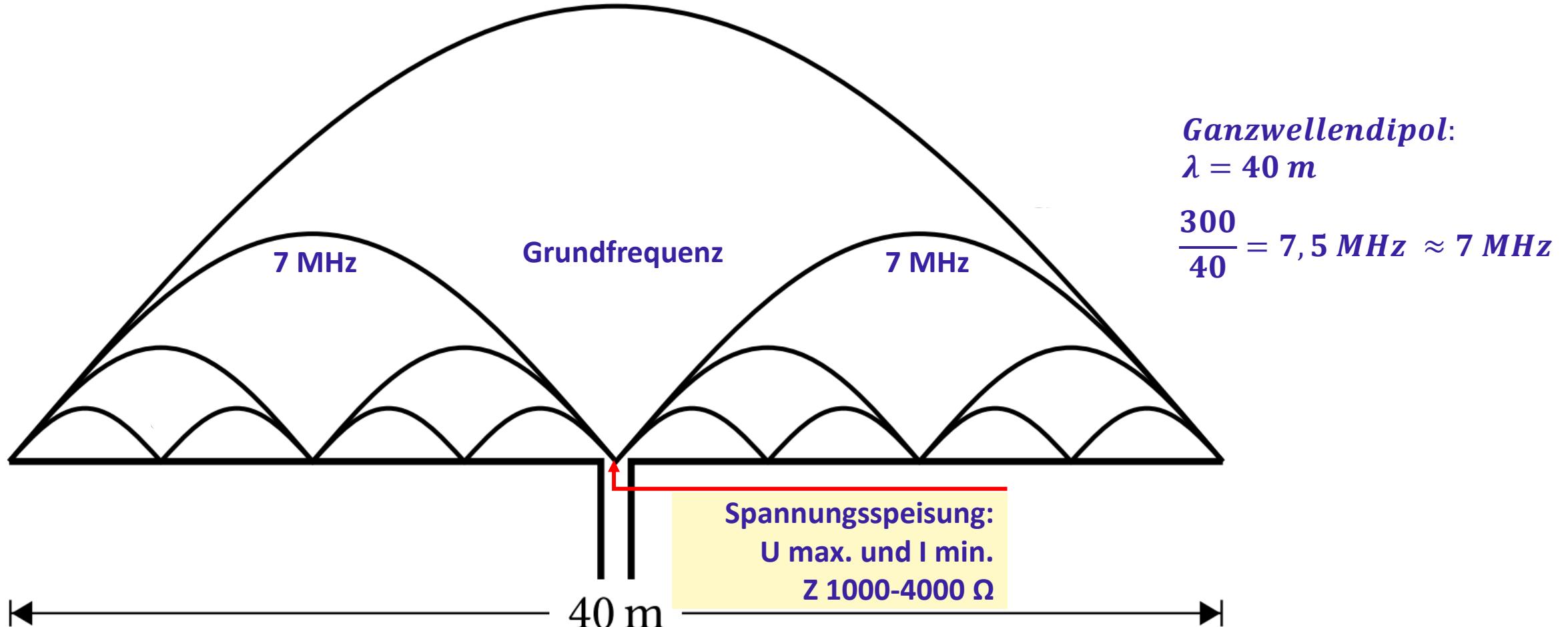
Der Halbwellendipol ist niederohmig ($50-75 \Omega$) und die Halbwellenübertragungsleitung ändert die Impedanz nicht, daher sind Z_1 und Z_2 niederohmig und Lösung A korrekt.

Siehe dazu auch Folie 39:

Stromverteilungskurven am mittengespeisten Dipol (Geradzahlige Vielfache)

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

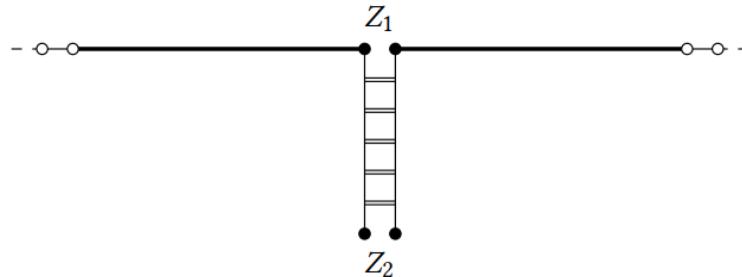
5.7.2 Antennenmerkmale / Stromverteilungskurven am mittengespeisten Dipol (**Ganzwellendipol**)



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG414 Einem Ganzwellendipol wird die Sendeleistung über eine abgestimmte $\lambda/2$ -Speiseleitung zugeführt. Wie hoch ist die Impedanz Z_1 am Einspeisepunkt des Dipols und wie hoch ist die Impedanz Z_2 am Anfang der Speiseleitung?



A Z_1 und Z_2 sind hochohmig.

B Z_1 ist niederohmig und Z_2 hochohmig.

C Z_1 und Z_2 sind niederohmig.

D Z_1 ist hochohmig und Z_2 niederohmig.

Erklärung:

B, D:

Eine Halbwellen-Übertragungsleitung ($\lambda/2$) ändert die Impedanz nicht, daher scheiden Lösungen B und D aus.

A:

Der Ganzwellendipol ist am Einspeisepunkt hochohmig. Da die Halbwellenübertragungsleitung die Impedanz nicht ändert, sind Z_1 und Z_2 hochohmig. Lösung A ist daher korrekt.

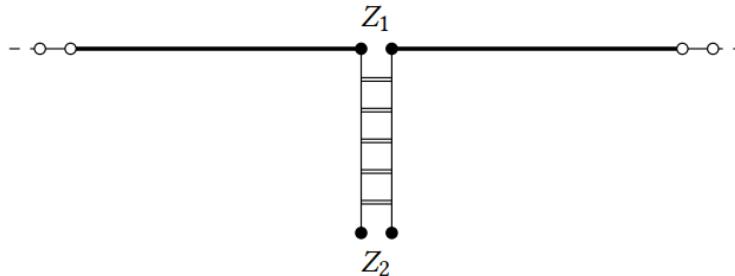
C:

Lösung C wäre für einen Halbwellendipol richtig, scheidet aber hier mit der Begründung bei A aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG415 Einem Ganzwellendipol wird die Sendeleistung über eine abgestimmte $\lambda/4$ -Speiseleitung zugeführt. Wie hoch ist die Impedanz Z_1 am Einspeisepunkt des Dipols und wie hoch ist die Impedanz Z_2 am Anfang der Speiseleitung?



- A** Z_1 ist hochohmig und Z_2 niederohmig.
- B** Z_1 und Z_2 sind hochohmig.
- C** Z_1 und Z_2 sind niederohmig.
- D** Z_1 ist niederohmig und Z_2 hochohmig.

Erklärung:

B, C:

Eine Viertelwellen-Übertragungsleitung ($\lambda/4$) ändert die Impedanz, daher scheiden Lösungen B und D aus.

A:

Der Ganzwellendipol ist am Einspeisepunkt hochohmig. Da die Viertelwellenübertragungsleitung die Impedanz ändert, ist Z_1 hochohmig und Z_2 niederohmig. Lösung A ist daher korrekt.

D:

Lösung D wäre für einen Halbwellendipol richtig, scheidet aber hier mit der Begründung bei A aus.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG416 Ein Halbwellendipol hat bei seiner Resonanzfrequenz am Einspeisepunkt eine Impedanz von 70Ω . Er wird über ein $\lambda/2$ -langes 300Ω -Flachbandkabel gespeist. Wie groß ist die Impedanz am Eingang der Speiseleitung?

- A** 70Ω .
- B** 185Ω .
- C** 300Ω .
- D** 370Ω .

Erklärung:

Die Impedanz am Eingang der Speiseleitung beträgt 70Ω .

Bei einer $\lambda/2$ -langen Leitung tritt keine Impedanztransformation auf, weil sich der Transformationseffekt über die Länge der Leitung aufhebt. Dies gilt unabhängig vom Wellenwiderstand der Leitung.

Gründe liegen in den physikalischen Eigenschaften der Wellenausbreitung auf der Leitung:

- Eine $\lambda/2$ -Leitung entspricht einer vollen Periode der Welle.
- Die hin- und rücklaufenden Wellen durchlaufen genau eine volle Schwingung.
- Dadurch heben sich die Phasenverschiebungen und Impedanzänderungen gegenseitig auf.

Folglich erscheint am Eingang der Leitung dieselbe Impedanz wie am Ausgang, unabhängig vom Wellenwiderstand des verwendeten Kabels.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG417 Ein Dipol mit einem Fußpunktwiderstand von 60Ω soll über eine $\lambda/4$ -Transformationsleitung mit einem 240Ω -Flachbandkabel gespeist werden. Welchen Wellenwiderstand muss die Transformationsleitung haben?

- A** 120Ω
- B** 150Ω
- C** 232Ω
- D** 300Ω

Lösung / Rechenweg:

Impedanztransformation mit einer $\lambda/4$ – Leitung:

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E}$$

Z = Wellenwiderst. Transformationsleitung

R_A = Abschlusswiderstand

R_A = Fußpunktwiderstand

R_E = Eingangswiderstand

R_E = Wellenwiderstand Flachbandkabel

Aufgabenstellung:

$$R_A = 60 \Omega$$

$$R_E = 240 \Omega$$

Einsetzen:

$$Z = \sqrt{60 \cdot 240} \Omega = \sqrt{14400} \Omega = 120 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG418 Ein Faltdipol mit einem Fußpunktwiderstand von 240Ω soll mit einer Hühnerleiter gespeist werden, deren Wellenwiderstand 600Ω beträgt. Zur Anpassung soll ein $\lambda/4$ langes Stück Hühnerleiter mit einem anderen Wellenwiderstand verwendet werden. Welchen Wellenwiderstand muss die Transformationsleitung haben?

- A** 380Ω
- B** 420Ω
- C** 840Ω
- D** 240Ω

Lösung / Rechenweg:

Impedanztransformation mit einer $\lambda/4$ – Leitung:

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E}$$

Z = Wellenwiderst. Transformationsleitung

R_A = Abschlusswiderstand

R_A = Fußpunktwiderstand

R_E = Eingangswiderstand

R_E = Wellenwiderstand Flachbandkabel

Aufgabenstellung:

$$R_A = 240 \Omega$$

$$R_E = 600 \Omega$$

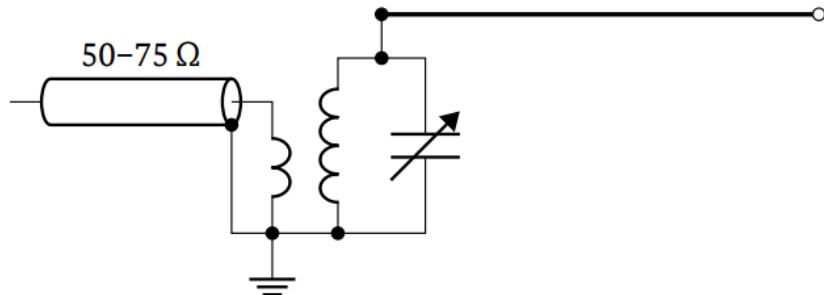
Einsetzen:

$$Z = \sqrt{240 \cdot 600} \Omega = \sqrt{144000} \Omega \approx 379,47 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG419 Was ist beim Aufbau des dargestellten Drahtantennensystems zu beachten? Die Drahtlänge des Strahlers sollte ...



A gleich $1/2 \lambda$ der benutzten Frequenz sein oder einem Vielfachen davon entsprechen.

B gleich $5/8 \lambda$ der benutzten Frequenz sein oder einem Vielfachen davon entsprechen.

C genau $1/4 \lambda$ der benutzten Frequenzen sein.

D genau $3/8 \lambda$ der benutzten Frequenzen sein.

Erklärung:

Die Drahtlänge sollte ein ganzzahliges Vielfaches von $\lambda/2$ betragen, um Resonanz zu erreichen.

Dies ist notwendig, da bei einer endgespeisten Antenne die maximale Spannung und der minimale Strom am Ende des Strahlers auftreten, was die Abstimmung erleichtert, und die Effizienz erhöht.

$5/8$, $1/4$ und $3/8 \lambda$ endgespeiste Drahtantennen führen zu:

- ungünstigen Impedanz Verhältnissen am Speisepunkt, was die Anpassung erschwert.
- Keiner optimalen Resonanz

$\lambda/2$ ermöglicht Multibandbetrieb.

$\lambda/4$ erfordert zusätzliche Radials

$5/8 \lambda$ benötigt oft eine Verlängerungsspule mit ggf. zusätzlichen Verlusten.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG420 Ein Dipol soll mit einem Koaxkabel gleicher Impedanz gespeist werden. Dabei erreicht man einen Symmetrieffekt zum Beispiel durch ...

- A Symmetrierglieder wie Umwegleitung oder Balun.**
- B die Einfügung von Sperrkreisen (Traps) in den Dipol.**
- C Parallelschalten eines am freien Ende offenen $\lambda/4$ langen Leitungsstücks (Stub) am Speisepunkt der Antenne.**
- D Parallelschalten eines am freien Ende kurzgeschlossenen $\lambda/2$ langen Leitungsstücks (Stub) am Speisepunkt der Antenne.**

Erklärung:

B, C, D:

Sperrkreise machen Dipole für mehrere Frequenzbereiche nutzbar. Sie haben keinen Symmetrieffekt – Lösung B scheidet aus.

Der offene $\lambda/4$ Stub dient zur Einkopplung einer bestimmten Impedanz (Bandstop-Filter, Oberwellenunterdrückung) und bewirkt keine Symmetrierung – Lösung C scheidet aus.

Der kurzgeschlossene $\lambda/2$ Stub ist niederohmig und wird als Kurzschluss wirksam – er ändert nur die Impedanz, aber nicht die Leitungssymmetrie – Lösung D scheidet aus.

A:

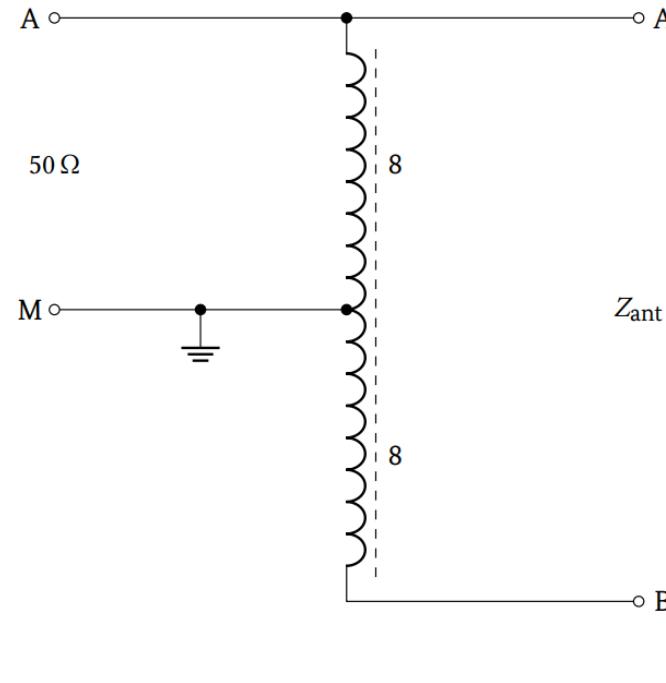
Symmetrierung wird durch Symmetrierglieder wie Balun (Balanced to Unbalanced Transformer) oder durch eine $\lambda/2$ -Umwegleitung erzielt. Unsymmetrische Koaxströme werden auf die symmetrischen Dipolarme verteilt.

5-7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG421 Für welche Antennenimpedanz ist der folgende Balun-Transformator aus zweimal acht Windungen ausgelegt?

- A** 200 Ω
- B** 50 Ω
- C** 100 Ω
- D** 400 Ω



Fragen AG421 / AG422:

Ist in der Schaltung 50 Ω genannt, sind 200 Ω gesucht und umgekehrt.

Erklärung:

Formel aus dem Hilfsmittel:

Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

Aufgabenstellung:

$$N_P = 8 \quad N_S = 8 + 8 = 16$$

$$Z_P = 50 \Omega \quad Z_S = Z_{ant} = ?$$

Einsetzen:

$$\frac{8}{16} = \frac{1}{2} = \sqrt{\frac{50 \Omega}{Z_S}} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{4} = \frac{50 \Omega}{Z_S}$$

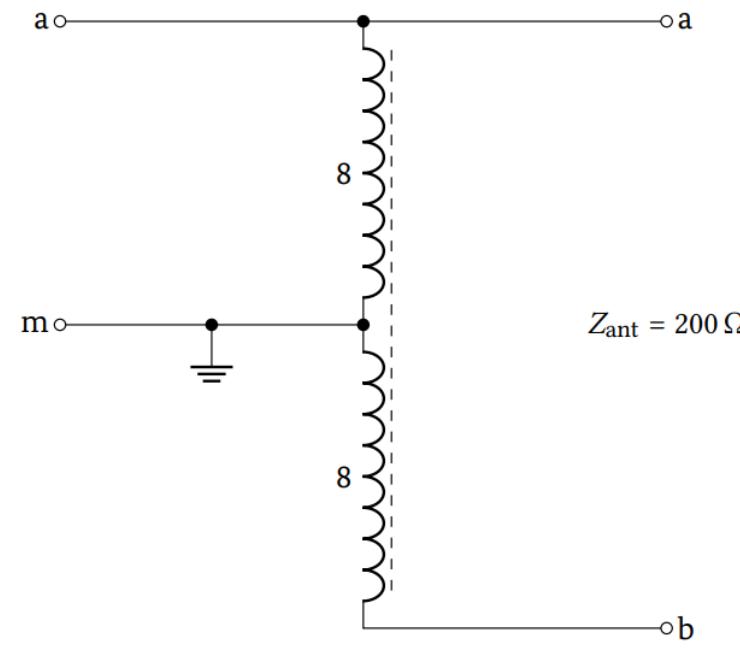
$$\Rightarrow Z_S = 50 \cdot 4 \Omega = 200 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG422 Dargestellt ist ein HF-Übertrager (Balun). An den Anschlüssen a und b wird ein Faltdipol mit 200Ω Impedanz angeschlossen. Welche Impedanz misst man zwischen den Anschlüssen a und m?

- A** 50Ω
- B** 0Ω
- C** 100Ω
- D** 200Ω



Fragen AG421 / AG422:

Ist in der Schaltung 50Ω genannt, sind 200Ω gesucht und umgekehrt.

Erklärung:

Dargestellt ist ein 4:1 Spannungsbalun.

Ein Balun 4:1 ist ein („Spar“-)Trafo, der z. B. eine Impedanz von 200Ω symmetrisch (Faltdipol) auf 50Ω unsymmetrisch (Koax) in einem großen Frequenz-bereich transformiert.

Primärseite nutzt 16 Windungen.

Sekundärseite nutzt 8 Windungen.

Ergibt ein Windungsverhältnis von 2:1.

Die Impedanztransformation erfolgt nach der Formel:

$$Z_{out} = Z_{in} \cdot \left(\frac{N_{sec}}{N_{prim}} \right)^2 = Z_{in} \cdot \left(\frac{8}{16} \right)^2 = \frac{1}{4} \cdot Z_{in}$$

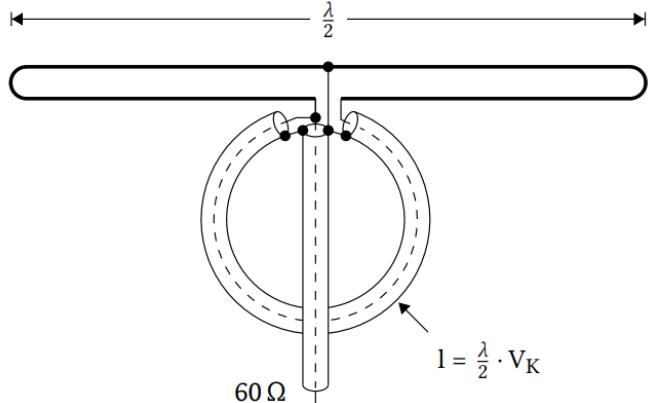
Also:

$$Z_{am} = 0,25 \cdot Z_{ant} = 0,25 \cdot 200 \Omega = 50 \Omega$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG423 Was zeigt diese Darstellung?



A Sie zeigt einen $\lambda/2$ -Faltdipol mit $\lambda/2$ -Umwegleitung. Durch die Anordnung wird der Fußpunktwiderstand der symmetrischen Antenne von 240Ω an ein unsymmetrisches 60Ω -Antennenkabel angepasst.

B Sie zeigt einen symmetrischen 60Ω -Schleifendipol mit Koaxialkabel-Balun. Durch die Anordnung wird die symmetrische Antenne an ein unsymmetrisches 60Ω -Antennenkabel angepasst.

C Sie zeigt einen $\lambda/2$ -Dipol mit symmetrierender $\lambda/2$ -Umwegleitung. Durch die Anordnung wird der Fußpunktwiderstand der symmetrischen Antenne von 120Ω an ein unsymmetrisches 60Ω -Antennenkabel angepasst.

D Sie zeigt einen symmetrischen 60Ω -Schleifendipol mit einem koaxialen Leitungskreis, der als Sperrfilter zur Unterdrückung von unerwünschten Aussendungen eingesetzt ist.

Erklärung:

Dargestellt ist eine symmetrische Antenne, die an beiden Enden eine HF-Spannung gegenüber Erde benötigt:

- Betragmäßig gleich
- Vorzeichen umgekehrt = 180° Phasenversatz
- Jeder Anschlusspunkt hat damit nur den halben Widerstand der Gesamtimpedanz gegenüber Erde.

Um den Phasenversatz zu erreichen, fügt man eine $\lambda/2$ -Umwegleitung an einen Anschlusspunkt ein.

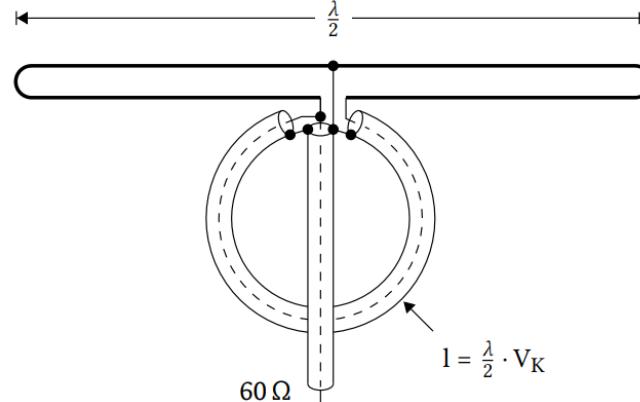
Obwohl sich durch die Verschaltung insgesamt eine 1:4-Impedanztransformation ergibt, wird in der Umwegleitung selbst keine Impedanztransformation vorgenommen.

$$\frac{1}{60} = \frac{1}{\frac{240}{2}} + \frac{1}{\frac{240}{2}} \quad (\text{R in Parallelschaltung + Halbierung})$$

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG424 Zur Anpassung von Antennen werden häufig Umwegleitungen verwendet. Wie arbeitet die folgende Schaltung?



Erklärung:

Siehe auch vorhergehende Folie

A Der $\lambda/2$ -Faltdipol hat an jedem seiner Anschlüsse eine Impedanz von 120Ω gegen Erde. Durch die $\lambda/2$ -Umwegleitung erfolgt eine 1:1-Widerstandstransformation mit Phasendrehung um 180° . An der Seite der Antennenleitung erfolgt eine phasenrichtige Parallelschaltung von 2 mal 120Ω gegen Erde, womit eine Ausgangsimpedanz von 60Ω erreicht wird.

B Der $\lambda/2$ -Faltdipol hat eine Impedanz von 240Ω . Durch die $\lambda/2$ -Umwegleitung erfolgt eine Widerstandstransformation von 4:1 mit Phasendrehung um 360° , womit an der Seite der Antennenleitung eine Ausgangsimpedanz von 60Ω erreicht wird.

C Der $\lambda/2$ -Dipol hat eine Impedanz von 60Ω . Durch die $\lambda/2$ -Umwegleitung erfolgt eine Widerstandstransformation von 1:2 mit Phasendrehung um 180° . An der Seite der Antennenleitung erfolgt eine phasenrichtige Parallelschaltung von 2 mal 120Ω gegen Erde, womit eine Ausgangsimpedanz von 60Ω erreicht wird.

D Der $\lambda/2$ -Dipol hat eine Impedanz von 240Ω . Durch die $\lambda/2$ -Umwegleitung erfolgt eine Widerstandstransformation von 4:1 mit Phasendrehung um 360° , womit an der Seite der Antennenleitung eine Ausgangsimpedanz von 60Ω erreicht wird.

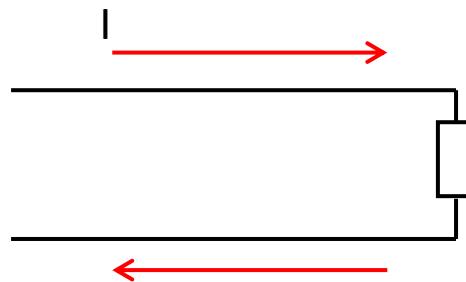
5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen – Gleichtakt und Gegentakt

Unterscheidung in der Art und Weise wie sich Spannungen und Ströme auf Übertragungsleitungen verhalten ...

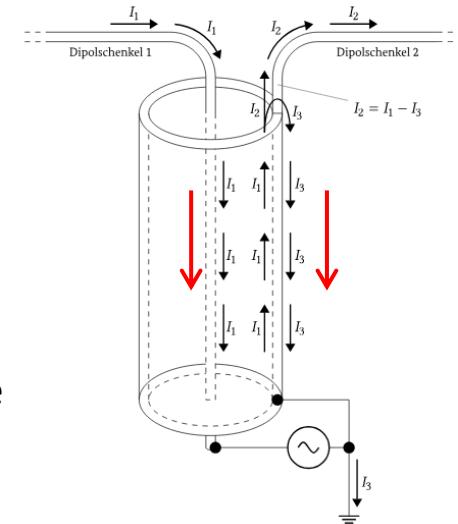
Gegentakt = differential mode

- Übertragung von Nutzsignalen erfolgt in der Regel als Gegentakt
- **Auf beiden Leitern fließen gleich große, jedoch entgegengesetzte gerichtete Ströme.**
- **Spannungen sind gleich groß, aber mit entgegengesetztem Vorzeichen – bezogen auf ein gemeinsames Bezugspotential.**
- Das elektromagnetische Feld besteht zwischen den beiden Leitern und es wird wenig in die Umgebung abgestrahlt.



Gleichtakt = common mode

- **Ströme bewegen sich in gleicher Richtung und Phasenlage auf beiden Leitern eines Leitungspaares.**
- **Störspannungen besitzen in beiden Leitungen gleiche Amplitude und Phasenlage**
- Es entstehen unerwünschte Störeinflüsse wie Störfelder oder Erdschleifen.
- Gleichtaktströme können auf Übertragungsleitungen einkoppeln und z.B. Mantelströme auf Koaxialkabeln auslösen – ebenso wie Asymmetrien und Knicke.
- Unterdrückung durch galvanische Entkopplung (Drosselpule) oder hier: Symmetrierglied = Balun



5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG425 Wann liegen Mantelwellen auf einem Koaxialkabel vor?

Wenn ...

- A** Gleichtaktanteile vorhanden sind.
- B** der Schirm geerdet ist.
- C** Stehwellen vorhanden sind.
- D** vor- und rücklaufende Leistung nicht identisch sind

Erklärung:

Siehe vorhergehende Folie

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG426 Wie wirkt eine stromkompensierte Drossel (z. B. Koaxialkabel um einen Ferritkern gewickelt) Mantelwellen entgegen? Sie wirkt ...

- A** hochohmig für Gleichtaktanteile und niederohmig für Gegentaktanteile.
- B** hochohmig für Oberschwingungen und niederohmig für Grundschwingungen.
- C** hochohmig für alle Ströme im Außenleiter und niederohmig für alle Ströme im Innenleiter.
- D** hochohmig für Wechselströme des Innenleiters und niederohmig für Gleichströme des Außenleiters.

Erklärung:

A:

Eine stromkompensierte Drossel wirkt hochohmig für Gleichtaktanteile und niederohmig für Gegentaktanteile. Die Magnetfelder der Wicklungen bei Gegentaktströmen (Nutzströmen) werden kompensiert und heben sich im Kern auf, sodass die Drossel für diese Ströme praktisch keinen Widerstand darstellt. Bei Gleichtaktströmen hingegen addieren sich die Magnetfelder, sodass eine hohe Induktivität entsteht und Störsignale stark gedämpft werden. A ist korrekt.

B, C, D:

Die Drossel unterscheidet nicht zwischen Grund- und Oberschwingungen und auch nicht zwischen Außen- und Innenleiter.

Nicht die Art des Stroms ist primär wichtig, sondern die Richtung des Stroms (Gleichtakt und Gegentakt)!

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG427 Wodurch können Mantelwellen auf Koaxialkabeln verursacht werden?

- A** Durch symmetrische Antennen, schlechte Erdung asymmetrischer Antennen oder Einkopplung in den Koax-Schirm
- B** Durch Asymmetrie der Spannungsversorgung oder durch Dielektrika der Speiseleitung, die einen hohen Widerstand aufweisen
- C** Durch Stehwellen in Koaxialkabeln mit geflochtenem Mantel, deren Länge ein Vielfaches von $\lambda/2$ betragen
- D** Durch Oberwellen auf Speiseleitungen, deren Länge ein Vielfaches von $\lambda/4$ oder $5/8 \lambda$ betragen

Erklärung:

Klassische Ursachen für Mantelwellen (A ist korrekt):

- Fehlender Balun bei symmetrischen Antennen
- Schlechte Erdung einer unsymmetrischen Antenne
- Induzierte Störungen

Keine bzw. keine automatische/klassische Ursache für Mantelwellen (B, C und D scheiden aus):

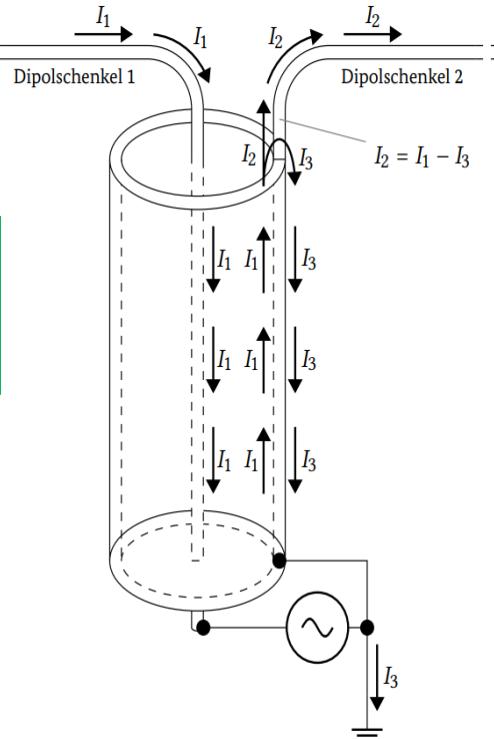
- Asymmetrische Spannungsversorgung
- Dielektrika mit hohem Widerstand
- Stehwellen auf dem Nutzsignal
- Länge des Koaxialkabels ($n \cdot \lambda/2$) kann Reflexionen verursachen, keine Mantelwellen
- Oberwellen haben mit dem Frequenzspektrum zu tun
- $\lambda/4$ oder $5/8 \lambda$ Leitungslängen haben mit Antennen- bzw. Leitungsresonanzen zu tun

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG428 Die Darstellung zeigt die bei Ankopplung eines Koaxialkabels an eine Antenne auftretenden Ströme. Wie kann man den als I_3 bezeichneten, unerwünschten Mantelstrom reduzieren?

- A** Einfügen einer Gleichtaktdrossel oder bei symmetrischen Antennen auch eines Spannungs-Baluns
- B** Einfügen eines Oberwellenfilters oder bei unsymmetrischen Störeinflüssen auch eines Spannungs-Baluns
- C** Auftrennen des Koax-Schirms vom Arm 2 der dargestellten Antenne (direkt an oder kurz vor der Antenne)
- D** Herstellung einer direkten Verbindung zwischen dem Arm 1 der Antenne mit einer guten HF-Erde



Erklärung:

B, C, D:

Ein Oberwellenfilter hat nur Einfluss auf unerwünschte Frequenzanteile. Spannungs-Balun nur bei wirklich symmetrischer Last gegen Mantelströme hilfreich.

Das Auftrennen des Koax-Schirms führt zu einer unkontrollierten Strahlungsquelle und möglichen Empfangsproblemen.

Herstellung einer direkten Verbindung Arm 1 mit HF-Erde würde Störungen verstärkt in die HF-Erde / Hausinstallationen einkoppeln.

B, C und D scheiden aus.

A:

Gleichtaktdrossel / Mantelwellensperre verhindert gezielt Mantelströme indem sie dem Gleichtaktstrom eine hohe Impedanz bietet. Ein Spannungs-Balun wirkt gegen Mantelströme bei symmetrischer Last.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7.4 Anpassung, Transformation, Symmetrierung und Mantelwellen

AG429 Wodurch können Mantelwellen im Falle einer koax-gespeisten symmetrischen Antenne auftreten, obwohl ein Spannungs-Balun verwendet wird?

- A** Ungleichmäßige Belastung der Antenne durch Störeinflüsse der Umgebung (z. B. Bäume oder Gebäude) sowie Einkopplung in den Koax-Schirm
- B** Fehlanpassung durch Impedanztransformation des Baluns (z. B. 4:1-Spartransformator) sowie Stehwellen in der Zuleitung
- C** Dämpfung der Abstrahlung durch als Oberwellenfilter wirkenden Balun (z. B. 1:1-Transformator) sowie Einkopplung in den Koax-Schirm
- D** Erhitzung des Ringkerns durch unzureichende Abschirmung (z. B. Kunststoffgehäuse) des Baluns sowie Stehwellen in der Zuleitung

Erklärung:

B, C, D:

Fehlanpassung oder Stehwellen sind keine primäre Ursache von Mantelwellen – sie verschlechtern die Effizienz.

Dämpfung der Abstrahlung verursacht keine Mantelwellen und Oberwellenfilter adressieren andere Störprobleme, keine Mantelwellen!

Erhitzung des Ringkerns ist keine Entstehungsursache für Mantelwellen!

B, C und D scheiden aus.

A:

Ursache für Mantelwellen bei symmetrischen Antennen mit Spannungs-Balun sind:

- Umweltfaktoren (Bäume, Gebäude) die zu einer unsymmetrischen Last führen
- Bauform der Dipolarme, was zu unsymmetrischer Last führen kann.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7. 5 Strahlungsleistung (EIRP und ERP)

AG501 Die äquivalente (effektive) Strahlungsleistung (ERP) ist ...

- A** das Produkt aus der Leistung, die unmittelbar der Antenne zugeführt wird, und ihrem Gewinnfaktor in einer Richtung, bezogen auf den Halbwellendipol.
- B** das Produkt aus der Leistung, die unmittelbar der Antenne zugeführt wird, und ihrem Gewinnfaktor in einer Richtung, bezogen auf den isotropen Strahler.
- C** die durchschnittliche Leistung, die ein Sender unter normalen Betriebsbedingungen während einer Periode der Hochfrequenzschwingung bei der höchsten Spitze der Modulationshüllkurve der Antennenspeiseleitung zuführt.
- D** die durchschnittliche Leistung, die ein Sender unter normalen Betriebsbedingungen an die Antennenspeiseleitung während eines Zeitintervalls abgibt, das im Verhältnis zur Periode der tiefsten Modulationsfrequenz ausreichend lang ist.

Erklärung:

Definition siehe AFuV 2024:

§ 2 Begriffsbestimmungen

Im Sinne dieser Verordnung ist

8. "effektive Strahlungsleistung (ERP)" das Produkt aus der Leistung, die unmittelbar der Antenne zugeführt wird, und ihrem Gewinn in einer Richtung, bezogen auf den Halbwellendipol.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7. 5 Strahlungsleistung (EIRP und ERP)

AG502 Nach welcher der Antworten kann die ERP (Effective Radiated Power) berechnet werden?

A $P_{\text{ERP}} = (P_{\text{Sender}} - P_{\text{Verluste}}) \cdot G_{\text{Antenne}}$
bezogen auf einen Halbwellendipol

B $P_{\text{ERP}} = (P_{\text{Sender}} \cdot P_{\text{Verluste}}) \cdot G_{\text{Antenne}}$
bezogen auf einen isotropen Strahler

C $P_{\text{ERP}} = (P_{\text{Sender}} - P_{\text{Verluste}}) + G_{\text{Antenne}}$
bezogen auf einen Halbwellendipol

D $P_{\text{ERP}} = (P_{\text{Sender}} + P_{\text{Verluste}}) + G_{\text{Antenne}}$
bezogen auf einen isotropen Strahler

Erklärung:

B, D:

ERP enthält kein „I“ – damit fallen die Antworten B und D mit dem **isotropen** Strahler aus.

C:

Leistung (Watt) wird mit einer dimensionslosen Größe (Gewinn in dB oder linear) addiert. Das ist nicht möglich („Äpfel und Birnen“). Lösung C scheidet aus.

A:

Siehe Aufgabe AG501:
ERP ist das Produkt aus der Leistung, die unmittelbar der Antenne zugeführt wird (also $P_{\text{Sender}} - P_{\text{Verluste}}$), und ihrem Gewinn in einer Richtung, bezogen auf den Halbwellendipol.

Lösung A ist korrekt. Es bleibt nach dem Ausschlussprinzip auch nur diese, wenn man die Antwort nicht sowieso schon kennt.

5.7 Antennen und Übertragungsleitungen

5.7. 5 Strahlungsleistung (EIRP und ERP)

AG503 Ein Sender für das 630 m-Band mit 50 W Ausgangsleistung ist mittels eines kurzen Koaxialkabels an eine Antenne mit 20 dBd Verlust angeschlossen. Welche ERP wird von der Antenne abgestrahlt?

- A** 0,5 W
- B** 5,0 W
- C** 2,5 W
- D** 50 W

Lösung / Rechenweg:

-20 dB entsprechen: $10^{-2} = 1/100 = 0,01$

Leistungsverhältnis

-20 dB	0,01
--------	------

Daher:

$$\text{ERP} = 50 \text{ W} \cdot 0,01 = 0,5 \text{ W}$$