

Hochfrequenz-Kabel

Definitionen

Mechanische Eigenschaften

Kabelgewicht

Gewicht pro Einheit (Meter oder Fuß) von dem gesamten Kabel.

Biegeverhalten

Ein besonderes Merkmal der Hochfrequenz-Kabel mit Wellrohrleitern ist die hervorragende Flexibilität. Sie kommt in der Angabe der minimal zulässigen Biegeradien zum Ausdruck.

Für einmalige Verlegung

Nach Biegung mit diesem Radius können Beschädigungen beim Strecken der Kabel nicht ausgeschlossen werden. Diese Grenze der Biegarkeit sollte daher nicht ständig ausgenutzt werden.

Für wiederholte Biegung

Dieser Biegeradius gilt für wechselnden Biegesinn und gibt den minimal zulässigen Umlenkradius beim Einziehen von Kabeln an. Er ist ferner ein Richtwert für den kleinsten zulässigen Trommelkernradius.

Biegemoment

Ein besonderes Merkmal der Hochfrequenz-Kabel mit Wellrohrleitern ist die hervorragende Flexibilität. Sie kommt in der Angabe des Biegemomentes zum Ausdruck. Die Kabelprobe wird in waagerechter Ausrichtung festgeklemmt und durch eine senkrecht gerichtete Kraft belastet. Der Abstand zwischen dem Klemmpunkt und dem Angriffspunkt der senkrecht gerichteten Kraft ist das 50fache des Kabeldurchmessers bei LCF-Kabeln und das 25fache bei SCF- bzw. UCF-Kabeln. Es wird die Kraft ermittelt, die benötigt wird, bis das Kabel an dem Angriffspunkt genau soweit ausgelenkt ist, was der halben Strecke zwischen Klemmpunkt und Angriffspunkt entspricht. Das Produkt aus der Entfernung „Klemmpunkt – Angriffspunkt“ und aufgewendeter Kraft ergibt das Biegemoment.

Querdruckstabilität

Abgesehen von der Flexibilität verleiht die Wellung des Außenleiters den Kabeln eine beachtliche Querdruckstabilität. HF-Kabel mit Wellrohraußenleiter widerstehen auch rauher Behandlung. Dies ist besonders vorteilhaft bei der Verlegung unter schwierigen Bedingungen. Werden die Datenblattwerte eingehalten, dann beträgt die bleibende Wellenwiderstandsänderung weniger als 0,5 Ohm. Wenn z.B. ein 100 mm langes Kabelstück LCF158-50JA eine örtliche Wellenwiderstandsänderung von 0,5 Ohm erfahren soll, dann muss auf dieses Kabel eine Kraft von 2,500 N eingewirkt haben.

Zugfestigkeit

Die Zugfestigkeit der Hochfrequenz-Kabel ist durch Form und Querschnitt der Leiter bestimmt. Sie ist bei gewellten Leitern naturgemäß geringer als bei gestreckten Leitern. Damit eine Beschädigung der Kabel beim Einziehen in Mast- und Rohrsysteme vermieden wird, dürfen die für die einzelnen Kabel angegebenen maximal zulässigen Zugkräfte nicht überschritten

werden. Diese Angaben gelten für eine bleibende Dehnung von 0,2% unter der Voraussetzung, dass beide Leiter miteinander verbunden und somit gleichmäßig am Zug beteiligt sind. Einzelheiten sind in den Montageanweisungen beschrieben.

Elektrische Eigenschaften

Charakteristischer Wellenwiderstand

Der Hauptwert des charakteristischen Wellenwiderstands wird bei ca. 200 MHz gemessen. Abhängig vom Kabel ist eine Abweichung vom Wert zwischen $\pm 1\%$ und $\pm 4\%$ akzeptabel.

Relative Ausbreitungsgeschwindigkeit

Ist das Verhältnis (in %) von Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle im Kabel und der Ausbreitungsgeschwindigkeit in freiem Raum. Es legt die elektrische Länge des Kabels fest.

Kapazität

Die Kapazität der HF-Kabel ist unabhängig von der Frequenz. Sie ist festgelegt durch die Relative Dielektrizitätskonstante, durch den effektiven Außenleiterdurchmesser und durch den effektiven Innenleiterdurchmesser.

Induktivität

Die Induktivität der HF-Kabel ist abhängig vom effektiven Außen- und Innenleiterdurchmesser und der entsprechenden äußeren Schicht gemäß des Skin-Effekts.

Maximale Betriebsfrequenz

Die Eigenschaften der Kabel gelten bis zu diesem Frequenzbereich sofern nichts anderes angegeben ist.

Maximal zulässige Spitzenleistung

Die maximal zulässige Spitzenleistung eines Hochfrequenzkabels ist die Eingangsleistung im angepassten Betrieb, bei der die maximal zulässige Hochfrequenz-Betriebsspannung erreicht wird. Die maximal zulässige Spitzenleistung ist unabhängig von der Frequenz.

HF Spitzenspannung

Die HF Spitzenspannung ist begrenzt durch den Luftzwischenraum zwischen dem Innen- und Außenleiter des Kabels und der Spannungsfestigkeit von trockener Luft. Auch bei schaumisolierten Kabeln gilt diese Betrachtungsweise, denn beim Übergang vom Kabel auf den Steckverbinder ergibt sich innerhalb des Steckers ein kurzer Bereich mit einem luftisolierten Übergang. Wird ein kleineres Steckverbindersystem benutzt, dann kann das der begrenzende Faktor sein.

Hochspannungs-/Durchschlagstest

Während des Fertigungsprozesses wird der Kabelmantel mit einer Hochspannungsprüfung getestet. Dies ist um gewährleisten zu können, dass keine Löcher oder Durchschläge im Mantel sind und dass der Mantel die geforderte Qualität besitzt.

Hochfrequenz-Kabel

Gleichstromwiderstand des Innenleiters

Dieser Wert ist der Gleichstromwiderstand vom Innenleiter in Ohm per Länge.

Gleichstromwiderstand des Außenleiters

Dieser Wert ist der Gleichstromwiderstand vom Außenleiter in Ohm per Länge.

Die Temperatur bei Lagerung

Der Temperaturbereich darf während der Lagerung nicht überschritten werden. Sonst kann das Kabel beschädigt werden.

Die Betriebstemperatur

Die Betriebstemperatur darf nicht überschritten werden. Sonst kann das Kabel beschädigt werden.

Die Temperatur bei der Montage

Der Temperaturbereich darf während der Montage nicht überschritten werden. Sonst kann das Kabel beschädigt werden.

Allgemeines zu den Übertragungseigenschaften

Leitungskonstanten und Wellenparameter

Der Zusammenhang zwischen den Leitungskonstanten:

Widerstand	R' in Ω/km
Induktivität	L' in H/km
Kapazität	C' in F/km
Ableitung	G' in S/km

und den Wellenparametern der Hochfrequenz-Kabel:

Wellenwiderstand	Z _c in Ω
Übertragungskonstante	γ
Phasenkonstante	β in rad/km
Dämpfungskonstante	α in N/km

wird durch die Leitungsgleichung beschrieben:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')} \quad (1)$$

$$Z_c = \sqrt{(R' + j\omega L') / (G' + j\omega C')} \quad (2)$$

$$\omega = 2\pi f$$

Diese Gleichungen gelten für den gesamten möglichen Einsatzbereich der Hochfrequenz-Kabel bis zur Grenzfrequenz. Bei hohen Frequenzen ist $R' \ll \omega L'$ und $G' \ll \omega C'$. Damit gehen die obigen Gleichungen über in die Form:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad \text{in } \Omega \quad (3)$$

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'} \quad \text{in rad/km} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \alpha &= (R' / 2) / Z_c + (G' / 2) \cdot Z_c \\ &= \alpha_R + \alpha_G \quad \text{in N/km} \end{aligned} \quad (5)$$

$$v_\phi = 1 / \sqrt{L' \cdot C'} \quad \text{in km/s} \quad (6)$$

α_R - Widerstandsdämpfung

α_G - Ableitungsdämpfung

v_ϕ - Ausbreitungsgeschwindigkeit

Der mit der Anwendung der Gleichung (3) und (6) verbundene Fehler ist kleiner als 0,1%, solange

$$D_e \sqrt{f} \geq 140 \quad (7)$$

D_e - elektrisch wirksamer Durchmesser des Außenleiters in mm

f - Frequenz in kHz

Einfluss der Stromverdrängung

Bei Gleichstrom ist die Stromdichte über den gesamten Querschnitt eines Leiters hinweg konstant. Mit wachsender Frequenz wird der Strom immer mehr zur Oberfläche hin verdrängt, der wirksame Leiterquerschnitt wird geringer, der Leiterwiderstand größer.

Bei hohen Frequenzen findet die Stromleitung nur noch in einer sehr dünnen Schicht an den einander zugewandten Leiteroberflächen statt. Im übrigen sind die Leiter feldfrei. Selbst dünnwandige geschlossene Außenleiter schirmen daher das elektromagnetische Feld von Koaxialkabeln bei hohen Frequenzen ab.

Das Schirmungsmaß von HF-Kabeln mit geschlossenen Außenleitern ist abhängig von Wanddicke und Durchmesser der Leiter und beträgt selbst bei dünnen Kabeln Frequenzen von einigen MHz bereits mehr als 100 dB.

Hochfrequenz-Kabel

Die sogenannte äquivalente Leitschichtdicke veranschaulicht die Auswirkung der Stromverdrängung. Sie ist definiert als die Dicke jener an der Leiteroberfläche gedachten gleichmäßig von Strom durchflossenen Schicht, die den gleichen Widerstand aufweist, wie der der Stromverdrängung ausgesetzte Leiter.

Für die äquivalente Leitschichtdicke unmagnetischer Materialien gilt:

$$\delta = 15,9 \sqrt{\sigma \cdot f} \quad \text{in mm} \quad (8)$$

σ - Leitfähigkeit in $\text{m}/\Omega \text{ mm}^2$

f - Frequenz in kHz

Neben dem Widerstand beeinflusst die Stromverdrängung auch die Induktivität und damit Wellenwiderstand und Ausbreitungsgeschwindigkeit.

Elektrische Eigenschaften

Kapazität

Die Kapazität der HF-Kabel ist unabhängig von der Frequenz und beträgt:

$$C' = \frac{10^{-6} \cdot \epsilon_r}{18 \cdot l_n(D_c/d_c)} \quad \text{in F/km} \quad (9)$$

ϵ_r - relative Dielektrizitätskonstante

D_c - effektiver Aussenleiterdurchmesser (kapazitiv)

d_c - effektiver Innenleiterdurchmesser (kapazitiv)

Induktivität

Die Induktivität der HF-Kabel beträgt:

$$L' = 2 \cdot 10^{-4} \cdot l_n \frac{D_i + \delta}{d_i - \delta} \quad \text{in H/km} \quad (10)$$

D_i - effektiver Aussenleiterdurchmesser (induktiv)

d_i - effektiver Innenleiterdurchmesser (induktiv)

δ - Eindringtiefe

Grenzwert der Induktivität für hohe Frequenzen ist:

$$L' = 2 \cdot 10^{-4} \cdot l_n(D_i/d_i) \quad \text{in H/km} \quad (11)$$

Wellenwiderstand

Der Wellenwiderstand eines HF-Kabels ist durch seine Induktivität und Kapazität nach Gleichung 3 bestimmt. Er ist wegen des Einflusses der Stromverdrängung auf die Induktivität frequenzabhängig. Unter dem Wellenwiderstand von HF-Kabeln wird allgemein der Grenzwert Z verstanden, dem der Wellenwiderstand mit wachsender Frequenz zustrebt. Für ihn gilt unter den vereinfachenden Voraussetzungen $D_c \approx D_i = D_e$, $d_c \approx d_i = d_e$ und $\delta \ll d_e$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot l_n(D_e/d_e) \quad \text{in } \Omega \quad (12)$$

D_e - elektrisch wirksamer Durchmesser des Außenleiters in mm

d_e - elektrisch wirksamer Durchmesser des Innenleiters in mm

ϵ_r - relative Dielektrizitätskonstante

Mit sinkender Frequenz steigt der Wellenwiderstand an. Die relative Abweichung gegenüber dem Wert bei sehr hohen Frequenzen beträgt annähernd:

$$\frac{\Delta Z}{Z_c} = \frac{4}{D_e \cdot \sqrt{f}}$$

D_e - elektrisch wirksamer Durchmesser des Außenleiters in mm

f - Frequenz in kHz

Einzelne elektrische Eigenschaften lassen sich durch Wahl eines bestimmten Wellenwiderstandes optimieren. So gilt für Koaxialkabel mit zylindrischen Leitern aus dem gleichen Material und mit homogenem Dielektrikum.

	LUFTISOLIERTE KABEL	SCHAUMISOLIERTE KABEL
Min. der Dämpfung bei	77 Ohm	51 Ohm
Max. der Betriebsspannung bei	60 Ohm	40 Ohm
Max. der Spitzenleistung bei	30 Ohm	20 Ohm
Max. der mittleren Leistung bei	=50 Ohm*	

*gilt angenähert auch für größere HELIFLEX® Kabel

Hochfrequenz-Kabel

Hochfrequenz-Koaxialkabel werden mit den genormten Wellenwiderständen 50 Ohm und teilweise auch noch mit 75 Ohm hergestellt.

Unvermeidliche Schwankungen der Materialeigenschaften und der Abmessungen haben Abweichungen des örtlichen Wellenwiderstandes vom mittleren Wellenwiderstand sowie Abweichungen des mittleren Wellenwiderstandes vom Nennwert zur Folge.

Der mittlere Wellenwiderstand eines Kabels ist definiert als:

$$Z_m = \frac{l_e}{c_o \cdot C} \quad \text{in Ohm} \quad (14)$$

l_e - elektrische Länge in m

c_o - Lichtgeschwindigkeit in m/sec

C - Kapazität in F

Es wird bei Frequenzen um 200 MHz geprüft. Die zulässige Abweichung vom Nennwert des Wellenwiderstandes beträgt je nach Typengruppe +/- 1 bis +/- 4%.

Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstands

Örtlichen Wellenwiderstandsänderungen ΔZ_x lässt sich ein Reflexionsfaktor r_x zuordnen.

$$r_x = \frac{\Delta Z_x}{2Z_c} \quad (15)$$

Größe und Verteilung der Reflexionen bestimmen die Auswirkung der örtlichen Wellenwiderstandsschwankungen auf die Übertragungseigenschaften. Zur Beurteilung der Wellenwiderstandsabweichungen können unter anderem zwei Kenngrößen herangezogen werden.

Impulsreflexionsfaktor

Ein Impuls mit definiertem zeitlichen Verlauf wird in das Kabel eingespeist und an Orten, an denen sich der Wellenwiderstand ändert, nach Maßgabe des örtlichen Reflexionsfaktors reflektiert. Die Darstellung der zum Kabelanfang zurücklaufenden reflektierten Anteile über der Zeit liefert ein Bild der örtlichen Verteilung der inneren Reflexionen.

Der Impulsreflexionsfaktor ist das Verhältnis aus der Größe des an einem bestimmten Ort reflektierten Impulsanteiles und der Größe des Sendeimpulses. Anstelle des Reflexionsfaktors ist auch die Angabe der Impulsreflexionsdämpfung üblich. Es gilt:

$$\alpha_p = 20 \cdot \log \frac{100}{r_p} \quad \text{in dB} \quad (16)$$

r_p - Impulsreflexionsfaktor in %

Größe und Aussagefähigkeit des Impulsreflexionsfaktors hängen sehr stark von der Art und Form des Sendeimpulses ab.

Reflexionsfaktor / Rückflussdämpfung

Der Reflexionsfaktor kennzeichnet die Auswirkungen der Wellenwiderstandsabweichungen im Inneren und an den Enden der Kabel bei einer einzelnen Frequenz. Er ist das Verhältnis aus der resultierenden Größe der einander am Kabelanfang bei dieser Frequenz überlagernden reflektierten Welle und der Größe der in das Kabel hineinlaufenden Welle.

Anstelle des Reflexionsfaktors wird auch die Rückflussdämpfung angegeben

$$\alpha_r = 20 \cdot \log \frac{100}{r} \quad \text{in dB} \quad (17)$$

r - Reflexionsfaktor in %

Der Reflexionsfaktor wird bei der Messung kontinuierlich über der Frequenz aufgezeichnet. Der Vergleichswiderstand des Messgerätes und der Abschlusswiderstand sind gleich dem Nennwert des Wellenwiderstandes des Kabels.

Üblich ist auch die Angabe der Welligkeit, die das betrachtete Kabel auf einer dem Kabel vorgeschalteten homogenen Leitung mit dem Nennwellenwiderstand hervorrufen würde.

$$s = \frac{1 + r/100}{1 - r/100} \quad (18)$$

$$r = \frac{s - 1}{s + 1} \cdot 100 \quad \text{in \%} \quad (19)$$

s - Welligkeitsfaktor, SWR

Relative Ausbreitungsgeschwindigkeit und Laufzeit

Die relative Ausbreitungsgeschwindigkeit ist definiert als

$$v_r = \frac{v_\varphi}{c_o} \cdot 100 = \frac{l}{l_e} \cdot 100 \quad \text{in \%} \quad (20)$$

v_φ - Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel

Hochfrequenz-Kabel

c_0 - Lichtgeschwindigkeit ($300 \cdot 10^3$ km/s)

l - geometrische Länge in m

l_e - elektrische Länge in m

Für die Laufzeit gilt

$$t_\varphi = \frac{336.6}{v_r} = \frac{10^8}{v_r \cdot c_0} \quad \text{in ns/m} \quad (21)$$

v_r - relative Ausbreitungsgeschwindigkeit in %

Wegen des Einflusses der Stromverdrängung ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit abhängig von der Frequenz. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit nimmt mit sinkender Frequenz ab, die Laufzeit zu. Für die relative Größe der Abweichung gilt Gleichung 13.

Wie beim Wellenwiderstand wird unter der relativen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Grenzwert bei hohen Frequenzen verstanden. Er ist unter der Voraussetzung $D_c=D_i$ und $d_c=d_i$ allein von der Dielektrizitätskonstanten ϵ_r des Dielektrikums abhängig und beträgt:

$$v_r = \frac{100}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{in \%} \quad (22)$$

Die relative Ausbreitungsgeschwindigkeit wird bei Frequenzen um 200 MHz geprüft. Wie der Wellenwiderstand ist auch die relative Ausbreitungsgeschwindigkeit Schwankungen unterworfen. Diese haben keinen Einfluss auf das Übertragungsverhalten, treten jedoch beim Abgleich von Kabeln auf gleiche elektrisch wirksame Länge (s.d.) in Erscheinung und äußern sich u.a. in größeren Unterschieden der geometrischen Längen. Kabel, für die ein Längenabgleich vorgesehen ist, sollten mit einem entsprechenden Hinweis bestellt werden. Sie werden dann nach Möglichkeit einem Fertigungslos entnommen.

Elektrisch wirksame Länge und Längenabgleich

Die elektrisch wirksame Länge ist definiert als:

$$l_e = \frac{100 \cdot l}{v_r} \quad \text{in m} \quad (23)$$

l - geometrische Länge in m

v_r - relative Ausbreitungsgeschwindigkeit in %

Der Zusammenhang zwischen elektrischer Länge und Phasendrehung ist gegeben durch

$$\varphi = 2\pi \cdot \frac{l_e}{300} \cdot f \quad \text{in rad} \quad (24)$$

l_e - elektrisch wirksame Länge in m

f - Frequenz in MHz

In vielen Fällen werden Kabel mit gleicher oder definiert unterschiedlicher elektrischer Länge benötigt. Typische Beispiele hierfür sind Feederkabel für Fernsehsender und Verkabelungen von Antennenarrays.

Längenabgleiche können mit großer Genauigkeit ausgeführt werden. Ein typischer Wert für die Phasendifferenz am Ende zweier auf gleiche Länge abgeglicher Feederkabel ist +/- 5 Grad im Frequenzband IV/V. Um nachträgliche Längenänderungen infolge unterschiedlicher mechanischer Beanspruchung bei der Verlegung auszuschließen, sollten längere Kabel erst im verlegten Zustand abgeglichen werden. Kürzere Kabel können dagegen abgeglichen geliefert werden.

Die elektrische Länge von HF-Kabeln ist abhängig von der Temperatur, bei Luftraum-Kabeln auch vom Druck und der Feuchtigkeit der eingeschlossenen Luft. Die Einflüsse sind gering, müssen jedoch beachtet werden, wenn die Längen abzugleichender Kabel sehr groß im Vergleich zur Betriebswellenlänge sind.

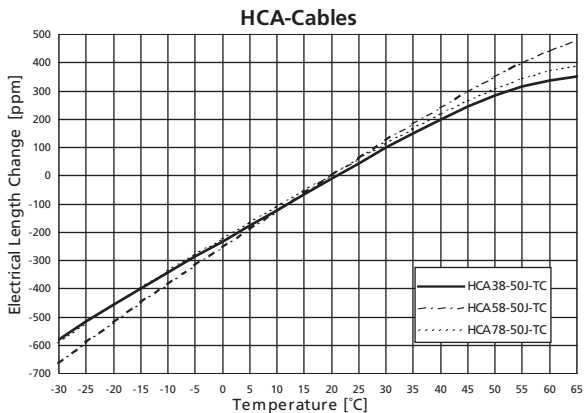
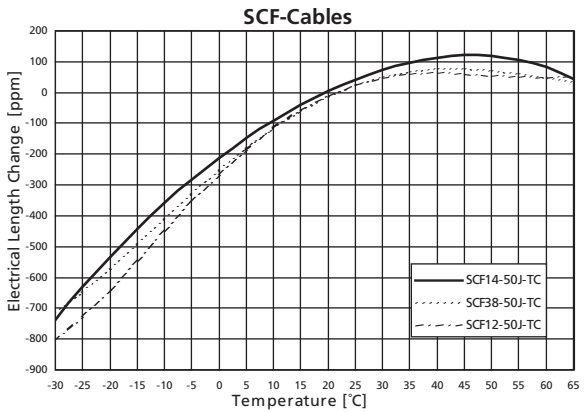
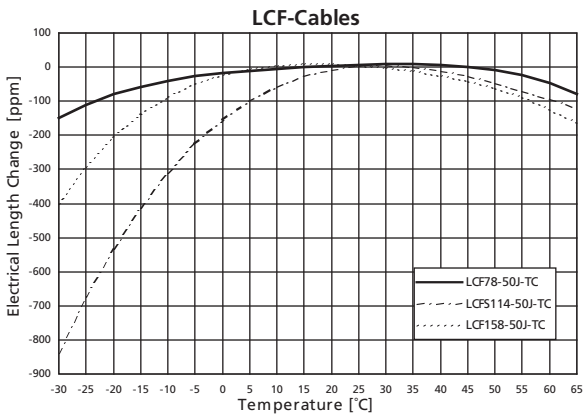
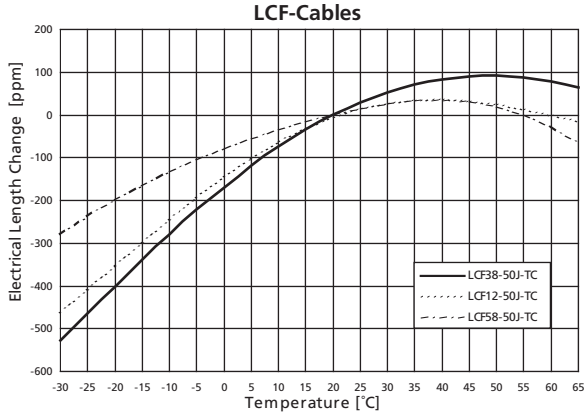
Derartige Kabel sollten möglichst so verlegt werden, dass sie den Umgebungseinflüssen in gleicher Weise ausgesetzt sind. HELIFLEX Kabel sollten ferner unter einem leichten, für alle Kabel gleichen Überdruck (0,2 bar Trockenluft bzw. Stickstoff) betrieben werden.

Für besonders kritische Anwendungen können phasenstabilisierte Kabel geliefert werden. Dies sind Kabel, die einer künstlichen Alterung unterworfen worden sind, um irreversible Änderungen zu reduzieren.

Die Temperaturabhängigkeit der elektrischen Länge wird durch die Verlegung beeinflusst. Kabel, die sich unter dem Einfluss der Temperatur frei ausdehnen können, verhalten sich anders als fest verlegte Kabel.

In den folgenden Diagrammen sind typische Werte der elektrischen Längenänderung für verschiedene Kabel dargestellt.

Hochfrequenz-Kabel



Die Phasenänderung einer bestimmten Kabellänge bei vorgegebener Temperatur wird folgendermaßen beschrieben:

$$\Delta\varphi = 120 \cdot 10^6 \cdot \frac{l}{v_r} \cdot \Delta ppm \cdot f \quad \text{in Grad (25)}$$

l - Kabellänge in m

v_r - relative Ausbreitungsgeschwindigkeit in %

Δppm - elektrische Längenänderung in m

f - Frequenz in MHz

Beispiel:

Eine 10m-Länge LCF12-50 wird im Temperaturbereich von -10°C bis +40°C bei 1 GHz eingesetzt.

Wie aus dem abgebildeten Diagramm zu entnehmen ist, liegt Δppm bei etwa 280. Die maximale Phasenänderung ist demnach:

$$\Delta\varphi = 120 \cdot 10^6 \cdot \frac{10}{88} \cdot 280 \cdot 1000 = 3.8^\circ$$

Dämpfung

Die Dämpfung der Hochfrequenz-Kabel ist definiert als

$$\alpha = 10 \cdot \log(P_1 / P_2) \quad \text{in dB/100 m (26)}$$

P_1 - Eingangsleistung eines mit dem Nennwert des Wellenwiderstandes abgeschlossenen 100 m langen Kabels

P_2 - Leistung am Ende dieses Kabels

Der Einfluss des Aufbaus auf die Dämpfung von Kabeln mit Kupferleitern bei 20°C folgt aus

$$\alpha_{20} = \frac{36,1}{Z_c} \left(\frac{k_i}{d_e} + \frac{k_a}{D_e} \right) \cdot \sqrt{f} + 9,1 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot tg\delta \cdot f = \alpha_R + \alpha_G \quad \text{in dB/100 m (27)}$$

Z_c - charakteristischer Wellenwiderstand in Ohm

f - Frequenz in MHz

D_e - elektrisch wirksamer Außenleiterdurchmesser in mm

d_e - elektrisch wirksamer Innenleiterdurchmesser in mm

ϵ_r - relative Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums

$tg\delta$ - Verlustfaktor des Dielektrikums

k_i - Formfaktor Innenleiter

k_a - Formfaktor Außenleiter

α_r - Widerstandsdämpfung

α_g - Ableitungsdämpfung

Hochfrequenz-Kabel

Die Dämpfungsangaben gelten für 20°C. Mit steigender Umgebungstemperatur erhöht sich die Dämpfung. Der Temperaturkoeffizient beträgt 0,2%/K.

Eine Erhöhung der Dämpfung tritt auch infolge der Erwärmung auf, die sich beim Betrieb mit größeren Leistungen einstellt. Dieser Einfluss ist durch die jeweiligen Betriebsverhältnisse bestimmt und beträgt maximal:

HELIFLEX® Kabel mit PE-Isolierung $\alpha_t/\alpha_{20} = 1,14$

HELIFLEX® Kabel mit Teflon-Isolierung $\alpha_t/\alpha_{20} = 1,20$

CELLFLEX® Kabel $\alpha_t/\alpha_{20} = 1,12$

α_t - Dämpfung des belasteten Kabels

Bei Fehlanpassung des Verbrauchers am Kabelende tritt zur Kabeldämpfung ein weiterer Dämpfungsanteil hinzu, dessen Größe aus Bild 1 ersichtlich ist.

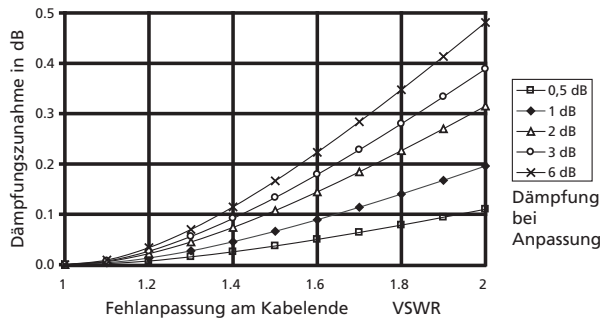


Bild 1 Zusatzdämpfung infolge Fehlanpassung.

Die Dämpfung der Hochfrequenz-Kabel ist überwiegend Widerstandsdämpfung α_r . Dieser Anteil ist charakterisiert durch einen Anstieg mit der Wurzel aus der Frequenz. Die Widerstandsdämpfung ist, bei gegebener Kabelgröße, um so geringer, je mehr sich die Dielektrizitätskonstante dem Wert 1 nähert. Mit wachsendem Kabeldurchmesser nimmt die Widerstandsdämpfung ab, bis das Erreichen der Grenzfrequenz, s.d., eine weitere Durchmesserzunahme verbietet.

Die Ableitungsdämpfung α_g steigt dagegen proportional zur Frequenz an. Sie ist unabhängig von der Kabelgröße und nur durch die Güte und die Menge des Isoliermaterials bestimmt. Ihr anteiliger Einfluss nimmt daher mit steigender Frequenz und wachsendem Kabeldurchmesser zu. Aus diesem Grunde haben insbesondere die großen HELIFLEX-Kabel ein sehr isolierstoffarmes Dielektrikum. Hier liegt auch der Grund für die Einführung von Zell-PE mit verminderter Dichte als Dielektrikum für CELLFLEX-Kabel.

Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad einer Kabelanlage ist das Verhältnis aus der von einem Verbraucher am Kabelende aufgenommen zu der in das Kabel eingespeisten Wirkleistung

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 10^{-\left(\frac{\alpha_t \cdot l}{100} + A_r\right)} \quad (28)$$

P_2 - Leistung am Verbraucher

P_1 - Eingangsleistung

α_t - Dämpfung des belasteten Kabels in dB/100m

l - Kabellänge in m

Maximal zulässige Eingangsleistung

Die Eingangsleistung eines HF-Kabels wird durch die maximal zulässige Spitzenleistung und durch die maximal zulässige mittlere Leistung des Kabels begrenzt.

Maximal zulässige Spitzenleistung

Die maximal zulässige Spitzenleistung eines HF-Kabels ist die Eingangsleistung im angepassten Betrieb, bei der die maximal zulässige HF-Betriebsspannung erreicht wird. Sie ist definiert als

$$\hat{P} = 500 \cdot \frac{\hat{U}^2}{Z_c} \quad \text{in kW} \quad (29)$$

\hat{U} - maximal zulässige HF-Betriebsspannung (Scheitelwert) in kV

Z_c - Wellenwiderstand in Ohm

Die maximal zulässige Spitzenleistung ist unabhängig von der Frequenz. Maximal zulässige HF-Betriebsspannung und maximal zulässige Spitzenleistung von HELIFLEX-Kabeln gelten für Füllung mit trockener Luft oder trockenem Stickstoff unter Normaldruck.

Die Kabel werden mit Gleichspannung vom doppelten Wert der maximal zulässigen HF-Betriebsspannung geprüft. Die Angaben der maximal zulässigen Betriebsspannung und der maximal zulässigen Spitzenleistung beinhalten daher die Sicherheitsfaktoren 2 bzw. 4.

Die maximal zulässige Spitzenleistung der HELIFLEX-Kabel lässt sich durch Betrieb unter Überdruck wesentlich erhöhen (mit Rücksicht auf Steckverbinder begrenzt auf Kabel ab 3"). Sie nimmt ab beim Betrieb offener hohlraumisolierter Kabel in größeren Höhen. Die relative Änderung der Spitzenleistung abhängig vom Druck ist aus Bild 2 zu entnehmen.

Hochfrequenz-Kabel

CELLFLEX-Kabel haben aufgrund ihres Aufbaus eine höhere Spannungsfestigkeit als HELIFLEX-Kabel. Da die Spannungsfestigkeit von Kabelanlagen mit CELLFLEX-Kabeln im Allgemeinen jedoch durch die Luftstrecken in den Steckverbindern bestimmt wird, entsprechen die Angaben der maximal zulässigen Betriebsspannung und der maximal zulässigen Spitzenleistung den Angaben für vergleichbare HELIFLEX-Kabel.

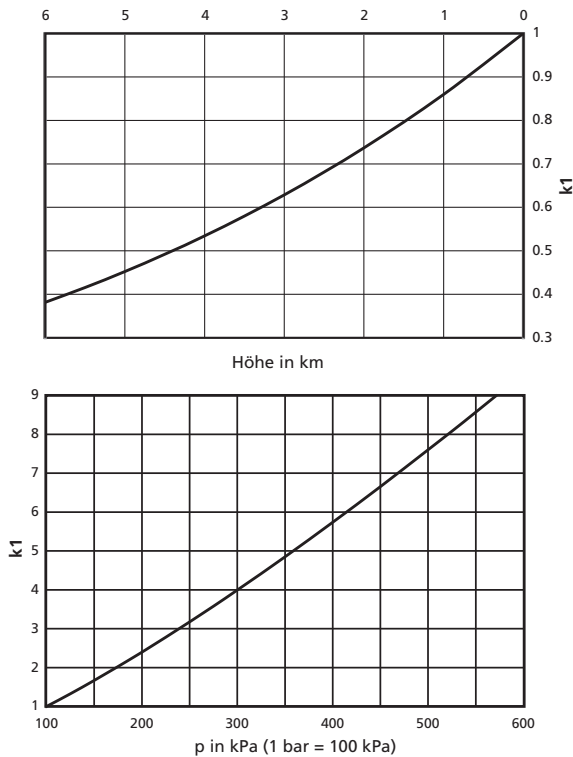


Bild 2 Abhängigkeit der maximal zulässigen Spitzenleistung der HELIFLEX-Kabel von Innendruck und Höhe.

Maximal zulässige mittlere Leistung

Die maximal zulässige mittlere Leistung eines Hochfrequenzkabels ist definiert als

$$P_{\max} = \frac{0,8686 \cdot P_v}{2 \cdot \alpha_t} \quad \text{in kW} \quad (30)$$

P_v - maximal zulässige Verlustleistung in W/m

α_t - Dämpfung unter Belastung in dB/100 m

Die maximal zulässige mittlere Leistung eines HF-Kabels ist die Eingangsleistung im angepassten Zustand, bei der sich am Innenleiter im Dauerbetrieb eine für das verwendete Isoliermaterial typische Bezugstemperatur einstellt. Diese Temperatur beträgt bei

HELIFLEX® (Teflon) 150°C

HELIFLEX® (Polyäthylen) 115°C

CELLFLEX® 100°C

Die maximal zulässige mittlere Leistung nimmt mit steigender Frequenz ab.

Die Angaben der maximal zulässigen mittleren Leistung gelten für Verlegung im Schatten in ruhender Luft von 40°C und, bei HELIFLEX-Kabeln, für Füllung mit Luft oder Stickstoff unter Normaldruck. Die maximal zulässige mittlere Leistung nimmt mit wachsender Umgebungstemperatur ab. Siehe Bild 3.

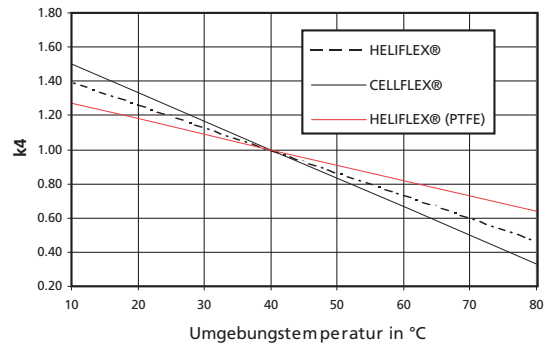


Bild 3 Abhängigkeit der maximal zulässigen mittleren Leistung von der Umgebungstemperatur

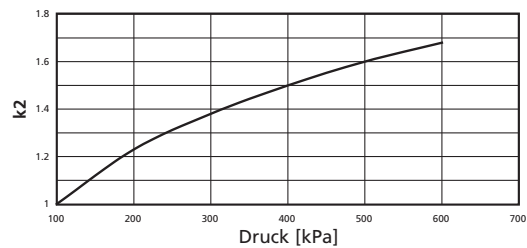


Bild 4 Abhängigkeit der maximal zulässigen mittleren Leistung in Luft verlegter HELIFLEX-Kabel vom Innendruck (Luft, Stickstoff)

Sind HF-Kabel der direkten Sonneneinstrahlung ausgesetzt, so erwärmen sie sich zusätzlich und die maximal zulässige mittlere Leistung nimmt ab. Der Reduktionsfaktor kann aus Bild 5 entnommen werden.

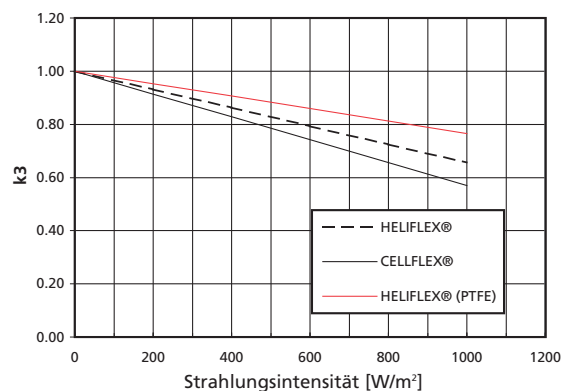


Bild 5 Abhängigkeit der maximal zulässigen mittleren Leistung von äußerer Wärmeeinstrahlung

Hochfrequenz-Kabel

Bei der Verlegung von Leistungskabeln im Erdboden tritt an die Stelle des Wärmewiderstands Kabelmantel/Luft der Wärmewiderstand des Erdbodens und an die Stelle der Umgebungstemperatur die mittlere Bodentemperatur in Verlegetiefe. Da der spezifische Wärmewiderstand des Bodens stark von örtlichen Gegebenheiten abhängt und der Erdboden in der Umgebung von Kabeln, die große Verlustleistungen freisetzen, austrocknet, kann über die Möglichkeiten der Erdverlegung nur bei Kenntnis aller Betriebs- und Verlegeverhältnisse im Einzelfall entschieden werden. Allgemein lässt sich feststellen, dass die Belastbarkeit dünnerer Kabel in durchschnittlichem Erdreich größer ist als in Luft, während die Belastbarkeit insbesondere der größeren Leistungskabel geringer ist. Auch die Zunahme der Belastbarkeit durch Betrieb unter Überdruck ist geringer als in Luft. Bei der Planung von HF-Kabelsystemen müssen folgende Daten bekannt sein:

Verhältnisse am Montageort:

- Höhe über Normalnull
- Umgebungstemperatur und Ausmaß der Sonnenstrahlung
- Bodentemperatur
- Bodenart und Grundwasserspiegel

Verlegung/Montage:

- Wird die Verlegung oberhalb der Erde bevorzugt oder in der Erde oder in Kanälen?
- Wird Druckbetrieb zugelassen?
- Sind Kabelhäufungen vorgesehen?
- Welche Stecker werden gewünscht?

Betriebsdaten:

- Zahl und Längen der vorgesehenen Kabel
- Frequenzen, Dämpfungsvorgaben
- Spitzenleistung und mittlere Leistung des Senders
- Angaben nach Bild 1 bis 6, um diese Daten berechnen zu können

Bei Fehlanpassung des Verbrauchers am Kabelende bilden sich stehende Wellen. Strom und Spannung sind in örtlichen Maxima um die Wurzel aus dem Welligkeitsfaktor s größer als bei Anpassung (vorausgesetzt, es wird in beiden Fällen die gleiche Wirkleistung in das Kabel eingespeist). Die Belastbarkeit fehlangepasster betriebener Kabel ist daher um den Welligkeitsfaktor s geringer als bei Anpassung.

Bei der Auswahl von HF-Kabeln unter dem Gesichtspunkt der Belastbarkeit sind die folgenden Ausdrücke zu beachten, deren linke Seite die Belastbarkeit des betrachteten Kabels unter den Einsatzbedingungen und deren rechte Seite die Belastung des Kabels durch den Sender angibt.

$$\hat{P}_{\max} \geq \frac{\hat{P} \cdot s}{k_1} \quad (31)$$

$$\bar{P}_{\max} \geq \bar{P} \frac{s}{k_2 k_3 k_4} \quad (32)$$

\hat{P}, \bar{P} - Spitzenleistung und mittlere Leistung des Senders

$\hat{P}_{\max}, \bar{P}_{\max}$ - maximal zulässige Spitzenleistung und mittlere Leistung des Kabels

s - Welligkeitsfaktor (SWR)

k_1 - Faktor, berücksichtigt Einfluss des Druckes auf die Spitzenleistung (Bild 2)

k_2 - Faktor, berücksichtigt Einfluss des Druckes auf die mittlere Leistung (Bild 4)

k_3 - Faktor, berücksichtigt äußere Wärmeeinstrahlung (Bild 5)

k_4 - Faktor, berücksichtigt von 40°C abweichende Umgebungstemperatur (Bild 3)

Bei Kabeln, die oberhalb der Grenzfrequenz fehlangepasst betrieben werden, kann Wärmeausgleich zwischen den Extremwerten der Temperatur erwartet werden. In diesem Fall darf die Gleichung 32 der Welligkeitsfaktor s durch $(s+1)/2s$ ersetzt werden.

Hochfrequenz-Kabel

Sind Spitzenleistungen und mittlere Leistung des Senders nicht bekannt, sondern nur die für die betreffende Übertragungsart typische Senderleistung, bei Amplituden-Modulation z.B. die Trägerleistung, so können sie wie folgt ermittelt werden

$$\hat{P} = P_R \cdot \hat{q} \tag{33}$$

$$\bar{P} = P_R \cdot \bar{q} \tag{34}$$

P_R - Bezugsleistung des Senders

\hat{q} - Faktor nach Bild 6

\bar{q} - Faktor nach Bild 6

Werden mehrere Programme mit den Spitzenleistungen \hat{P}_1, \hat{P}_2 etc. gleichzeitig übertragen, so ist die resultierende Spitzenleistung

$$\hat{P}_{res} = (\sqrt{\hat{P}_1} + \sqrt{\hat{P}_2} + \dots)^2 \tag{35}$$

Maximale Betriebsfrequenz und Grenzfrequenz

Die Energieübertragung in koaxialen HF-Kabeln geschieht mit der normalen Leitungswelle. Oberhalb einer von den Abmessungen des Kabels abhängigen Frequenz, der Grenzfrequenz, sind auch andere Wellenmoden existenzfähig und die Übertragungsbedingungen nicht mehr definiert. Der Einsatz von HF-Kabeln oberhalb der Grenzfrequenz ist daher im allgemeinen nicht möglich. Für die Grenzfrequenz von Hochfrequenz-Kabeln gilt angenähert:

$$f_c = \frac{1,91 \cdot v_r}{D_i + d_a} \quad \text{in GHz} \tag{36}$$

$$\lambda_c = \pi \frac{D_i + d_a}{2} \cdot \frac{1}{10 \cdot v_r} \quad \text{in m} \tag{37}$$

v_r - relative Ausbreitungsgeschwindigkeit in %

D_i - Innendurchmesser des Außenleiters in mm

d_a - Außendurchmesser des Innenleiters in mm

Neben der Grenzfrequenz wird die maximale Betriebsfrequenz der Kabel angegeben. Diese hält einen gewissen Sicherheitsabstand gegenüber der Grenzfrequenz ein, ist bei einigen Kabeln jedoch auch durch andere Aufbaumerkmale bestimmt und kann dann auch stärker von der Grenzfrequenz abweichen.

Prüfung

Sofern keine abweichenden Vereinbarungen getroffen wurden, erfolgt die Prüfung der elektrischen Eigenschaften in Übereinstimmung mit der IEC 61196-1: Radio Frequency-Kabel, Part I: General definitions, requirements and test methods.

MODULATIONSART	BEZUGSLEISTUNG P_R	\hat{q}	\bar{q}
Amplitudenmodulation	Trägerleistung	$(1 + \hat{m})^2$	$1 + \frac{\bar{m}^2}{2}$
Frequenzmodulation	Senderleistung	1	1
Impulsmodulation	Impulsleistung	1	$t_p \cdot f_p$
Fernsehen (CCIR-Norm)	Synchronspitzenleistung	1.73 ^[1]	0.71 ^[1]
		1.50 ^[2]	0.66 ^[2]
DAB OFDM	Gesamtleistung	10 ^[3]	1
DVB OFDM	Gesamtleistung	10 ^[3]	1

Bild 6

[1] Bild- / Tonleistung 1:10

[2] Bild- / Tonleistung 1:20

[3] von der Anzahl der Trägersignale abhängig.

\hat{m} - maximaler Modulationsgrad

\bar{m} - mittlerer Modulationsgrad

t_p - Impulsdauer in μ s

f_p - Tastfrequenz in MHz

Mobilfunkantennen

Begriffsbestimmungen

Ausbreitung

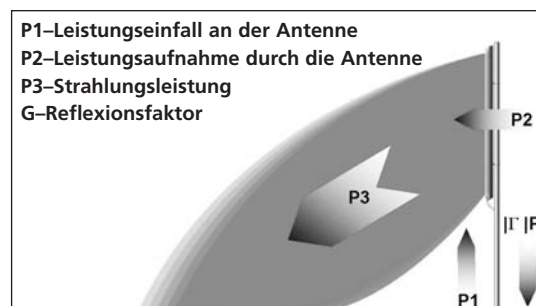
Anforderung: Das Ziel der Telekommunikation ist die Übermittlung eines informationstragenden Signals von einem Ort zu einem anderen.

Mittel: Ausbreitung elektromagnetischer Energie zwischen einem Sender und einem Empfänger.

Modi: Ausbreitung im freien Raum (ohne physikalisches Medium).

Antenne

Eine Schnittstelle, die es ermöglicht, einen elektrischen Strom in ein elektromagnetisches Feld umzuwandeln, das durch seine Frequenz, Amplitude und Polarisation definiert ist. Die Antenne ermöglicht (auf reziproke Weise) in einer bestimmten Richtung die Energie entweder abzustrahlen oder aufzufangen. Die Strahlung ist optimal bei Abstrahlelementdimensionen im Bereich der Wellenlänge, was die Antennenauslegung im Hinblick auf eine bestimmte Reihe von Spezifikationen festlegt.



Dipol

Abstrahlelement.

Dipolnetzwerk

Ermöglicht Verringerung des vertikalen Öffnungswinkels und damit Fokussierung der Energie und Erhöhung des Gewinns.

Schmetterlingsdipol

2 Neigungen ($\pm 45^\circ$)

- 2 Polarisationen in einem Element

Perfekte Symmetrie

- Kein Winkelfehler

Volle Modularität 900/1800/UMTS

Extreme Kompaktheit

Vereinfachte Verkabelung für Intermodulationszuverlässigkeit

Dipolkopf

Um die Energie in die Höhe des Abstrahlungselements zu bringen.

Leistungsverteiler

Angegliedert an Kabel, ermöglicht er die Aufteilung der Energie auf Dipole und die Erstellung des Vertikalstrahlungsdiagramms.

Steckverbinder

Entwickelt zur Gewährleistung der effizienteren Energieübertragung zwischen den Antennenzuleitungen und der Antenne.

Chassis

Funktioniert wie ein Reflektor, ermöglicht Bemessung der Horizontalapertur, Einfluss auf die Richtwirkung, das F/B-Verhältnis und auch auf die mechanische Festigkeit der Antenne.

Isotrope Abstrahlung

Idealfall einer isolierten Übertragungsquelle im Raum, welche eine Welle mit gleicher Amplitude omnidirektional ausstrahlt.

Kopplung

Drückt die gegenseitige Beeinflussung eines strahlenden Störelements auf seine Umgebung aus.

Polarisation

Beschreibt die Ausbreitungsweise von elektromagnetischen Wellen, noch genauer: die elektromagnetische Vektorebene. (Vertikal, horizontal, doppelt, kreisförmig, elliptisch ...)

Doppelpolarisation

Zur Integration von zwei RX-Antennen in eine, reduziert die erforderliche Anzahl von Antennen vor Ort (Raum- und Ästhetikgewinn). Mit Verwendung einer Empfangsweiche, erlaubt Integration eines TX-Kanals.

Richtdiagramm

Ein Diagramm der Leistungsflussdichte in einem konstanten Abstand von einer Antenne in Richtung relativ zur Antennenhauptstrahlachse.

Richtdiagrammamplitude (RPE)

Die Amplitude stellt die schlechtesten Messwerte da, die im Diagrammprüfbereich am unteren Ende, in der Mitte und am oberen Ende des Bandes sowohl bei Co- als auch bei Kreuzpolarisation, in der horizontalen und vertikalen Ebene, über die vollen 360° des Azimut erhalten wurden.

RPE-Typ

Omnidirektional: Alle Richtungen sind gleich gut abzudecken. Das horizontale Richtdiagramm ist in der Regel kreisförmig. Das vertikale Richtdiagramm kann eine gewisse Richtwirkung umfassen, um den Gewinn zu erhöhen.

Geformt: Eine der Hauptebenen wird bezeichnet für eine bestimmte Art der Abdeckung.

Bandbreite

Alle Frequenzen, für die die Antenne einem bestimmten Satz von Spezifikationen entspricht, betreffend sowohl TX- als auch RX-Band nach dem Standard.

RX: Teil der Bandbreite für den Empfang (Uplink).
TX: Teil der Bandbreite für das Senden (Downlink).

Mobilfunkantennen

Begriffsbestimmungen

Uplink

Senderichtung von der Mobileinheit zur Basisstation.

Downlink

Senderichtung von der Basisstation zur Mobileinheit.

Fading

Die Existenz verschiedener Arten von Hindernissen, die Reflexionen und Beugung der übertragenen Welle verursachen. Der Uplink leidet in der Regel unter breiten Amplitudenschwankungen: Überschattung / Pfadverlust / Mehrwegeausbreitung. Das empfangene Signal ist die Summierung mehrerer Strahlen, die manchmal zur Löschung führen (in Bezug auf die Phase), was einen Verbindungsabbruch verursacht.

Mehrwegeausbreitung

Bewegung von Mobileinheit und Umgebung bewirken eine Diskrepanz auf empfangenen Signalfrequenzen.

Analog-Signal: Störgeräusche.

Digitales Rauschen: Erhöhung der Bitfehlerrate.

Diversity-Definitionen

Zur Verbesserung der Verbindungsabbrüche entworfene Lösung

Räumliche Diversity

Horizontale Trennung von 2 Antennen für den Empfangsweg.

Nachteile:

Visuelle Wirkung, schwere und teure Plattform, großer Platzbedarf.

Vorteile:

- *Optimaler Gewinn für große Flächen*
- *Normalabstand = l*
- *6 m Abstand bei 800-900 MHz*
- *3 m Abstand bei 1800-1900 MHz*

Polarisations-Diversity

Empfang auf senkrecht abstrahlenden Elementen (Kreuzpolarisationsantenne): kein physischer Abstand mehr benötigt. Kann mit Kreuzpolarisationsdiskriminierung verbunden sein.

Horizontal- / Vertikalneigungen –

Nachteile:

Problem der guten Trennung zwischen den einzelnen Ports. Unsymmetrische RX-Signale reduzieren die Polarisations-Diversity. Keine Horizontalübertragung möglich.

Vorteile:

- *Optimales vertikales Senden*
- *± 45 ° Neigungen –*

Nachteile:

Schlechtere Ausbreitung im freien Raum.

Vorteile:

- *Mit Voll-RXITX gleichwertige Ausbreitung.*
- *Gleichwertiges mittleres Signal.*
- *H / V polarisierte Abdeckung äquivalent*

Signalselektion -

Diversity-Auswahl (Bester Rauschabstand)

Maximales Verhältnis (Amplitude, Phase oder beides)

Definitionen Abwärtsneigung

Steuerung des Signals, so dass der Fokus unter dem Horizont liegt. Abwärtsneigung kann potentiell mechanisch, elektrisch oder mit einer Kombination aus beiden erreicht werden. In Verbindung mit dem RET-System kann Abwärtsneigung ferngesteuert durchgeführt werden. Abwärtsneigung verbessert die Abdeckung in der Nähe des Installationsorts, verringert Zellenradius und Störungen.

Mechanische Abwärts-/Aufwärtsneigung

Durch die Montagehardware erreicht.

Nachteile:

Mechanisch schwächere, nicht-regelmäßige Abdeckungsverringering, Kerbwirkung in Hauptrichtung, Interferenzverringering nur in Hauptrichtung, nicht gut für visuelle Wirkung.

Vorteile:

- *Anpassung vor Ort.*

Elektrische Abwärtsneigung

Feste elektrische Neigung –

Nachteile:

Vollkommene Freiheit vor Ort nur mit einstellbarer Neigung.

Vorteile:

- *Alle Keulen gleichmäßig geneigt*
- *Gleichmäßige Reduktion aller Interferenzen*
- *Regelmäßige Verringerung der Abdeckung*
- *Beste Lösung für visuelle Wirkung*
- *Gute mechanische Robustheit*

Variable elektrische Neigung –

Vorteile:

- *Einfache Zellgrößeneinstellung gemäß Kapazitätsentwicklung*
- *Volle Netzplanungsfreiheit.*
- *Störungen werden niedrig gehalten*
- *Änderung der Antenne wird verhindert*
- *IMP-freie Antenne ohne zusätzlichen galvanischen Kontakt dank der in das VET-System eingebauten Dielektrik.*

Ferngesteuerte elektrische Neigung –

Vorteile:

- *RET ermöglicht Beherrschung von Interferenzen.*
- *Reduktion der Zellüberlappung.*
- *Einfache Anpassung von Abdeckung versus Kapazität.*
- *Zellen-Feineinstellung ohne Vor-Ort-Arbeit.*
- *Steuerung unzugänglicher Stellen.*
- *Reduzierung der Netzoptimierungskosten.*
- *Keine Begrenzung auf Tuningfrequenz.*
- *Kompatibel mit zukünftiger dynamischer Lastverteilung*

Mobilfunkantennen

Begriffsbestimmungen

Nebeneinander-Konfiguration

Dual-Band-Anwendung

2 Einzel-Band-Antennen dicht nebeneinander in einem ein-zigen Radom.

Vorteile:

- *Erreicht die bessere Leistung auf jedem Band.*
- *Effiziente Bandtrennung.*
- *Weniger sichtbare Antennen.*

Air-Combining-Anwendung

Ermöglicht 3 dB an Einsparung im Energiebudget. 2 identische Antennen im Hinblick auf dünneren horizontalen Abstrahlwinkel. (Im Allgemeinen 2-mal dünner als der mit ei-nem einzigen Band erreichbare Winkel).

Concentric-Cell-Anwendung

2 Antennen mit gleichem Gewinn, aber verschiedenen Neigun-gen (für unterschiedliche Abdeckungsstrategien).

Side-Sharing-Anwendung

Unterschiedliche Lösungen sind vorhanden: GSM1800/1800, PCC1900/1900, GSM1800/UMTS, UMTS / UMTS. Damit können bereits existierende Mobilfunkstationen von verschiedenen Netzbetreibern benutzt werden.

Turmmontierter Verstärker (TMA)

Vorteile:

- *Weniger Installationen durch größere Zellen.*
- *Verbesserte Abdeckung.*
- *Reduzierung der Verbindungsabbrüche.*
- *Verbesserung der Uplink-Leistungsbilanz – führt zu einer längeren Lebensdauer der Mobilteilbatterie*
- *Kompatibel zu allen Basisstationsanbietern.*
- *Hohe Zuverlässigkeit.*

Mobilfunkantennen

Antennentypen

Einzelband

Antenne, die für einen bestimmten Mobilfunkstandard entwickelt wurde und für Schmalbandanforderungen op-timiert ist.

Breitband

Antenne entwickelt für die Abdeckung von mindestens zwei unterschiedlichen Standards. Kompromisslösung zugunsten eines größeren Bandbereiches.

Multiband

Mehrere Dipolnetzwerke koexistieren im selben Chassis: Doppelband-/Dreifachband-Antennen.

Netzwerkplanung

Zelluläre Systeme

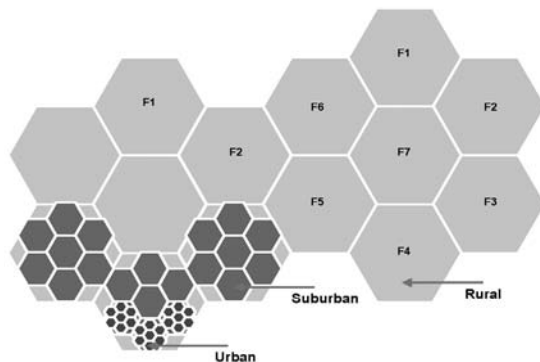
Jede Zelle wird näherungsweise durch ein Sechseck dargestellt.

Niedrige Sendeleistung:

- *Begrenzte Reichweite.*
- *Raum aufgeteilt in Elementarzellen.*

Reduzierung von Störungen:

- *Abstand zwischen Frequenzen.*
- *(begrenzttes Spektrum / Frequenzwiederverwendung / große Anzahl von Zellen).*



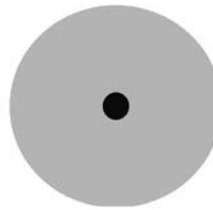
Einsatz

Abhängig von:

- *Anzahl der gleichzeitig zu verkaufenden Kommunikationen.*
- *Reliefstruktur der abgedeckten Fläche.*

Omnidirektionale Installation

1 isotropisch abstrahlender Dipol, 360 ° Öffnungswinkel.



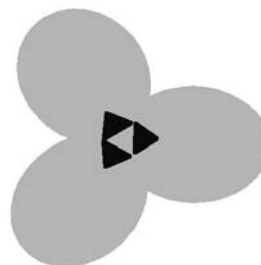
Bidirektionale Installation

1 spiralförmige oder 2 Panelantennen in entgegengesetzten Richtungen (mit geformtem horizontalem Öffnungswinkel).



Trisektoriale Installation

3 Panelantennen mit 120 ° Trennung



Mobilfunkantennen

Technische Hinweise

Horizontalrichtdiagramm Parameter

Öffnungswinkel (HPBW) [°]:

Der Winkel, bezogen auf die Hauptachse zwischen den beiden Richtungen, bei dem die Kopolarisation charakteristik 3dB unter dem Wert auf der Hauptachse liegt. Die Werte sind Nennwerte und als das Minimum für den Frequenzbereich angegeben.

1. Horizontalöffnungswinkel [°]:

Öffnungswinkel in der horizontalen Ebene. Ergibt die Abdeckungsgeometrie. Toleranz von etwa ± 5 °.

2. Winkelfehler [°]:

Natürliche Verzerrung des horizontalen Musterergebnisses in einer Asymmetrie verglichen mit der Hauptachse.

3. Horizontales Tracking [dB]:

Natürliche horizontale Charakteristikdispersion im Vergleich zu einer Frequenzastung. Festgelegt auf 3dB unter dem Wert auf der Hauptachse.

4. Kopolarisation:

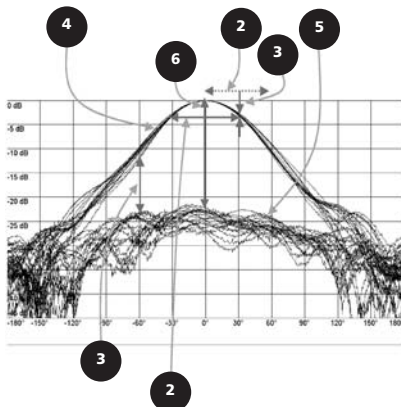
Horizontaldiagramm der betrachteten Polarisation. Die Kopolarisationsmessung entspricht dem Signal, das von einer Dipolneigung mit der gleichen Polarisation empfangen wird, wie sie der Sender hat.

5. Kreuzpolarisation:

Orthogonaldiagramm zu der betrachteten Kopolarisation. Unerwünschte abgestrahlte Energie mit einer Polarisierung, die sich von der Polarisation, mit der die Antenne ausstrahlen soll, unterscheidet. Für linear polarisierte Antennen ist die Kreuzpolarisation senkrecht zu der beabsichtigten Polarisation.

6. Kreuzpolarisationsdiskriminierung [dB]:

Der Unterschied zwischen dem kopolarisierten Hauptstrahlge-winn und dem kreuzpolarisierten Signal, gemessen in einem Winkelbereich beim Azimut des Doppelten des maximalen Öff-nungswinkels des Frequenzbandes. Umso besser ist die kreuzpo-larisierte Diskriminierung, je geringer der Pegel des Störsignals (aus der entgegengesetzten Neigung), um sichereren Empfang zu gewährleisten. Gemessen sowohl in der Hauptachse als auch bei 60 ° Öffnungswinkel.



Vertikalrichtdiagramm Parameter

Vertikalöffnungswinkel [°]:

Öffnungswinkel in der vertikalen Ebene. Ergibt Abdeckungsqualität. Toleranz von etwa ± 0,5°.

Richtcharakteristik:

$$D (dBi) = 10 \log [27000 / (Ov \times Oh)]$$

Ov: Vertikalöffnungswinkel
Oh: Horizontalöffnungswinkel

ffektivität bei der Fokussierung der Energie in eine bestimmte Richtung.

Gewinn [dBi]:

$$G (dBi) = D (dBi) - \text{geschätzter Verlust (dB)}$$

Das Verhältnis der Strahlungsintensität in der Hauptstrahlachse zu der Strahlungsintensität, die erreicht werden würde, wenn die von der Antenne aufgenommene Leistung in alle Richtungen abgestrahlt würde. Der Gewinn ist reziprok, entweder Senden oder Empfangen. Praktischer Wert der Integration interner Verluste und Effizienz, als Maximum in der Hauptachse angegeben.

$$G (dBi) = G (dBd) + 2.15$$

dBi: drückt den Gewinn im Vergleich zum abstrahlenden Punkt aus.

dBd: drückt den Gewinn im Vergleich zum abstrahlenden Dipol aus.

1. Keulenerdrückung [dB]:

Nebenkeulen sind aufgrund des direkten Zusammenhangs mit Energieverlusten unerwünscht.

2. Oberkeulenerdrückung (USLS) [dB]:

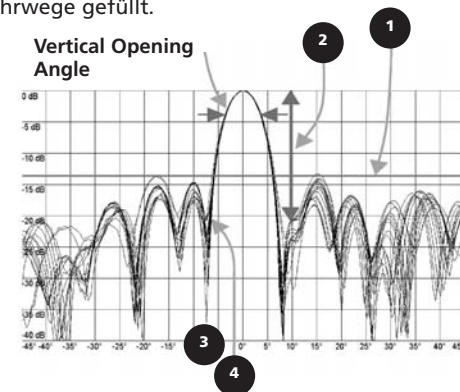
Die Unterdrückung der horizontnächsten Keulen (neben dem Hauptstrahl), entscheidend für die Bewältigung von Störungen. Die USLS beeinflusst Frequenzwiederverwendung und verbessert den Rauschanstieg in den Nachbarzellen. Die USLS bezieht sich auf den Hauptstrahl. Je kleiner die Größe der USL, desto größer ist die Zahl der dB.

3. Erste Nullstelle:

Erstes Minimum entsprechend den unteren Nebenkeulen neben dem Hauptstrahl.

4. Füllung der ersten Nullstelle:

Ein Trick zur Verringerung von Abdeckungsdämpfungen infolge der ersten Nullstelle. In realistischen Konfigurationen durch Fading und Mehrwege gefüllt.



Mobilfunkantennen

Technische Hinweise

Weitere Parameter

Spannungstehwellenverhältnis [VSWR]

Fähigkeit der Antenne bei der Energieabstrahlung möglichst wenig Reflexionen in Richtung der Basisstation zurück zu senden, oder auch die Fähigkeit der Impedanzanpassung von Antenne und Gesamtsystem. Der VSWR-Wert wird über das gesamte Betriebsfrequenzband gewährleistet.

Impedanz [Ω]

Grundlegender elektrischer Parameter, der die komplette Anpassung zwischen Antenne und dem Einspeisesystem erlaubt. Als Standard bei 50Ω festgesetzt.

Rückdämpfung [dB]

- Bezeichnet den höchsten Strahlungspegel bezogen auf den Hauptstrahl in einem Winkelbereich von 180° ± 40°.
- Ermöglicht die Bewertung der Verluste an der Rückseite der Antenne
- Kontrolliert Rückinterferenzen
- Verringert Ortskopplung.

Trennung zwischen Zugängen [dB]

Bezeichnet das Verhältnis in dB von derjenigen Leistung, die an einem Port einer dual polarisierten Antenne anliegt, zu der Leistung, die am anderen Eingangsport der gleichen Antenne erhalten wird. Menge der an einem Port empfangenen Energie, wenn der andere Port versorgt wird.

Leistung max. [W]

Maximale für eine Antenne ohne Schädigung des Feeding-Systems oder der abstrahlenden Elemente erträgliche Leistung.

Intermodulation [dBc]

Unerwünschtes Signal, welches an nichtlinearen Übergängen oder Materialien erzeugt wird und das Nutzsignal stören kann.

Verschiedene Kombinationen von zwei Trägerfrequenzen werden erzeugt und belegen die Frequenzbereiche, die von einem anderen Dienst verwendet werden. Kann somit ein schwaches Empfangssignal stören. Ein gutes Intermodulationsverhalten ist entscheidend für die Qualität des Produkts. Der Intermodulationswert wird relativ zum Trägersignal gemessen.

Höchstzulässige Windgeschwindigkeit [m/s]

Die Antenne hält der angegebenen Windgeschwindigkeit stand ohne bleibende Verformung oder Formänderungen. Hängt wesentlich von der Oberfläche des Radoms ab.

Windlast [N]

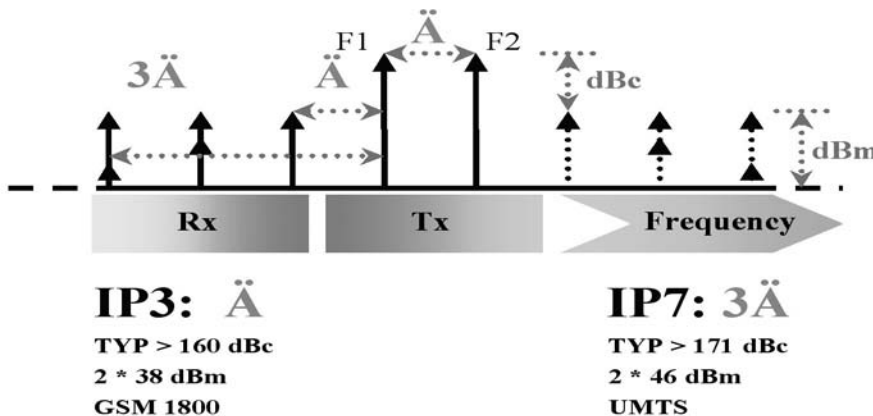
$$F = \rho_{air} \times V \times 8 \times C/2$$

ρ_{air} : Luftdichte (kg / m³)

V: Windgeschwindigkeit (m / sec)

8: Fläche (m²)

C: 4. Ko-effizient



Filter

Technische Hinweise

Filter

Filter sind wichtige passive Bauteile, die eine selektive Frequenzwahl durchführen. Zu den Filtern gehören auch Duplexer und Hohlraumresonatoren. Filter sind dazu entworfen, ein Frequenzband durchzulassen, ein Band auszublenden oder diese Maßnahmen zu kombinieren.

Vier Filtereigenschaften sind von Bedeutung für den Systemplaner: Reflexion, Dämpfung, Bandbreite und Selektivität. Jede Eigenschaft muss bei der Auswahl eines Filterprodukts sorgfältig betrachtet werden, um eine zufriedenstellende Leistung des Systems zu gewährleisten.

Reflexion und Dämpfung

Beide bedeuten Verringerung der nach der Filterung verfügbaren Signalleistung. Allgemein wählt der Planer den Filter mit dem geringsten Verlust und der größten Dämpfung, soweit sich dies mit anderen Anwendungsanforderungen in Einklang bringen lässt. Obwohl man Verluste direkt in Watt angeben kann, ist es üblich, Dezibel zu verwenden, um das Verhältnis von Leistung zu Leistungsaufnahme auszudrücken. Die Verwendung von Dezibel macht Einfügungsdämpfungs- und Dämpfungsleistungsmerkmale unabhängig von den tatsächlich verwendeten Spannungen oder Leistungen.

Das Dezibel (abgekürzt dB, wobei das B zu Ehren von Alexander Graham Bell steht) wird als $10 \log(P_{out} / P_{in})$ berechnet, wobei \log die Logarithmusfunktion ist (Basis 10). P_{out} ist die gemessene Ausgangsleistung des Filters; P_{in} ist die Leistungsaufnahme des Filters. Einige nützliche Kennzahlen und ihre entsprechenden Dezibel sind in der folgenden Tabelle aufgeführt.

Dezibelverlust = Leistungsverlust

0.5 dB	10.8%
1.0 dB	20.5%
2.0 dB	36.9%
3.0 dB	50.5%
10.0 dB	90.0%

Wie in der Tabelle zu sehen ist, bedeutet der oft gehörte Ausdruck «Halbleistungspunkt» den Punkt auf der Frequenzgangkurve, an dem die Ausgangsleistung unabhängig vom tatsächlichen Leistungspegel um 3 dB reduziert wurde.

Die Einfügungsdämpfung ist die unvermeidlich durch den Filter absorbierte Energiemenge. Sie ist eine unbeabsichtigte Nebenwirkung ... «Betriebskosten» des Filters. Im Bandpassbereich der Frequenzgangkurve des Filters bestimmt diese Zahl den Höchstbetrag des gewünschten Signals, das nach der Verarbeitung zum Ausgang übergeben wird. Es gibt praktische Untergrenzen für die Einfügungsdämpfung, rund 0,5 dB. Bei einer Einfügungsdämpfung von 3 dB zum Beispiel wird die Hälfte ihrer Leistung im Filter verbraucht. Manchmal ist ein relativ hoher Betrag unvermeidlich, etwa bei Senderweichen.

Mehr über Dämpfung

Dämpfung ist auch vom Filter absichtlich absorbierte Leistung. Sie gilt für die Bandsperren und ist das

Ausmaß, in dem das unerwünschte Signal vor dem Filter-Ausgang blockiert wird. Dies ist ein entscheidender Parameter bei Duplexern, deren Aufgabe es ist, den Empfängereingang vor der Sendeleistung abzuschirmen.

Einige Filter bieten bis zu 100 dB oder mehr Dämpfung, eine sehr deutliche Verringerung des unerwünschten Signals. Für Repeaterdienste finden Sie im Datenblatt des Geräteherstellers die empfohlene Dämpfung.

Isolation

Der Isolationswert gibt Auskunft über die Höhe der Dämpfung zwischen bestimmten Ports eines Filters. Zum Beispiel kann ein Duplexer mit 80 dB Dämpfung zwischen dem Empfänger- und dem Sender-Port als mit 80 dB Port-zu-Port-Isolation beschrieben werden.

Bandbreite

Der Anteil des Frequenzspektrums zwischen den Einfügungsdämpfungspunkten der Frequenzgangkurve eines Filters ist als die Filterpassbandbreite definiert. In den meisten Fällen

ist dies deutlich weniger als die 3-dB-Bandbreite des Filters. Hat der Filter eine komplexe Frequenzgangkurve, kann das Gerät eine oder mehrere Filterpassbandbreiten oder Filtersperrbandbreiten haben.

Selektivität

Die Form der Filterfrequenzgangkurve bestimmt die Selektivitätseigenschaften des Filters. Scharfe Kurven mit steilen Flanken haben relativ enge Bandbreiten und gelten als hochselektiv. Eine relativ große Bandbreite hat eine breite Selektivität. Jedes Extrem der Selektivität ist nützlich für eine bestimmte Reihe von Umständen, mit denen der Systemplaner sich konfrontiert sieht.

Filterarten

Dem Planer verfügbare Filterarten umfassen Tiefpass, Hochpass, Bandpass und Bandsperre.

Tiefpassfilter dämpfen oberhalb einer bestimmten Grenzfrequenz. Mit anderen Worten, sie lassen tiefere Frequenzen durch. Eine typische Anwendung eines Tiefpassfilters beinhaltet die Unterdrückung der unerwünschten zweiten Harmonischen und höherer Moden von einem Sender. Zum Beispiel erzeugt ein für 27 MHz ausgelegter Sender eine zweite Harmonische bei 54 MHz und in geringerem Umfang höhere Moden. Ein guter Tiefpassfilter lässt nur die 27-MHz-Energie passieren und vermeidet so Interferenzen mit anderen Funkdiensten.

Hochpassfilter dämpfen Funkfrequenzenergie unterhalb einer bestimmten Grenzfrequenz. Diese Filter lassen hohe Frequenzen durch. Sie sind die elektrischen Spiegelbilder der Tiefpassfilter.

Bandpassfilter lassen ein Frequenzband zwischen festgesetzten unteren und oberen Grenzfrequenzen durch. Funkfrequenzenergie oberhalb und unterhalb dieser Grenzfrequenz wird gedämpft. Bandpassfilter finden breite Anwendung im Mobilfunk. Eine typische Anwendung ist bei Hochleistungs-Paging-Sendern, bei denen digitale Modulation tendenziell Nachbarkanalstörungen bei nahen Empfängern verursacht. Die Verwendung eines Filtergeräts vom Bandpasstyp (meist eines Hohlraumresonators) «schärft» das Funkfrequenzgangsspektrum des

Filter

Technische Hinweise

Paging-Senders. Hierbei wird nur die Energie in der unmittelbaren Umgebung der Trägerfrequenz von der Antenne abgestrahlt.

Bandsperrfilter blockieren ein Frequenzband zwischen fest-gesetzten unteren und oberen Grenzfrequenzen. Diese Geräte sind das elektrische Spiegelbild der Bandpassfilter. Funkfrequenzenergie unterhalb und oberhalb der Ausschlussfrequenzen wird an den Filterausgang geleitet. Bandsperrfilter finden auch breite Anwendung im Mobilfunk. Wie im Beispiel des Paging-Senders können Empfänger mit unzureichender inhärenter Selektivität, die solche Störungen erleiden, mit einem Kerbfilter ausgestattet werden, der an die Frequenz der störenden Sender angepasst ist, was das Störsignal wirksam eliminiert. Manchmal werden Filter an beiden Sendegeräten benötigt, um Interferenzprobleme an einem Standort vollständig zu beheben.

Resonatoren

Hohlraumresonatoren

Erfolgreiche kommerzielle Produkte basieren in der Regel auf einem der drei grundlegenden Konzepte: Spiral-förmig, transversal elektromagnetisch (TEM), und Wellenleiter. Derzeit am häufigsten verwendet sind das spiralförmige und das TEM-Konzept.

TEM-Resonatoren

TEM-Resonatoren sind in der Regel als Viertel- oder Drei-viertel-Wellenlängen-Resonatoren gebaut, wobei die lange Ausführung für Anwendungen mit geringen Verlusten und hoher Selektivität eingesetzt wird. Der Gütefaktor eines TEM-Resonators steigt mit dem Durchmesser bis zu einem Maximum, abhängig von der Leitfähigkeit des bei seinem Bau verwendeten Materials. Versilberung kann genutzt werden, um die Güte des Resonators zu verbessern.

Die Frequenzstabilität eines TEM-Resonators kann durch Einbeziehung einer Invar®-Stange zum Abstimmen des Innenleiters präzise gesteuert werden. Mit seinem niedrigen Temperaturexpansionskoeffizienten erlaubt es Invar®, den Resonator über ein breites Spektrum von Frequenzen hinweg abzustimmen, während die Länge der Tuningstange über einen weiten Bereich von Umgebungstemperaturen beinahe gleich bleibt. Die Produktplaner von RFS nutzen alle

diese Techniken in vollem Umfang, um überragende Frequenzstabilitätsleistung zu bieten.

Spiralresonatoren

Spiralresonatoren sind in der Regel für Anwendungen mit geringer Leistungsaufnahme und niedriger Güte ausgelegt, wie Empfänger-Frontends und Mobilduplexer. Wie beim TEM-Konzept ist die Güte beim Spiraltyp proportional zum Resonatordurchmesser. Temperaturkompensation ist bei Spiralresonatoren schwieriger, weswegen Spiralentwürfe sich nicht für enge Bandbreitenanforderungen eignen.

Duplexer

Diese Produkte sind eine Integration von Filterabschnitten, in der Regel Hohlraumresonatoren,

und werden vorwiegend zur Erleichterung des Duplex-Repeater-Betriebs unter Verwendung einer einzigen Antenne und Speiseleitung verwendet. Das Spektrum der Duplexer reicht in Größe und Nennbelastbarkeit von kleinen mobilen Typen bis zu Hochleistungs-Basisstationseinheiten. Sie liefern die kritische Trennung zwischen Sender und Empfänger, die es ermöglicht, beide gleichzeitig an die Antenne anzuschließen, ohne dass ein Sendempfangs-Relais benötigt wird.

Warnhinweis

Kosten und Aufbau von Duplexern variieren mit der erforderlichen Sendempfangs-Frequenztrennung (Offset), der Nennbelastbarkeit und den geltenden Funkfrequenz-Umweltauflagen. Für Anwendungen mit relativ breiten Offsets können Duplexer mit Bandpassfiltern gebaut werden. Der automatische Vorteil dieser Konstruktion ist, dass die Störsignalunterdrückung alle Frequenzen außerhalb der vorgesehenen Passbänder umfasst, nicht nur bei der dem Duplexer eigenen Sendefrequenz. Dieses Duplexerkonzept ist für störintensive Funkumgebungen bevorzugt, wo es eine starke Abschirmung gegen unerwünschte Signale aus nahen Antennen bietet.

Liegen die Frequenzoffsets dichter (zwischen ca. 0,5 MHz und 4,5 MHz), können Bandsperrresonatoren zum Bau eines Duplexers verwendet werden. Dieser Resonatortyp bietet die Vorteile hoher Trennung und niedriger Einfügungsdämpfung, aber dem daraus resultierenden Duplexer ermangelt es generell an Dämpfung bei anderen Frequenzen als den festgesetzten Send- und Empfangsfrequenzen. Daher sollte diese Konstruktion nicht verwendet werden, wo eine hohe Umgebungsfunkintensität vorliegt, sofern keine andere unterstützende Filterung in Betracht gezogen wird.

Filterabstimmung

Eine gute Faustregel bei der Abstimmung von Funkfiltern der obigen Typen ist: Die Einheit niemals unter voller Leistung abstimmen. Immer Kleinsignalmethoden unter Verwendung von Servicemonitoren, Frequenzgeneratoren, kalibrierten Empfängern, etc. verwenden. Der Grund: Während des Abstimmungsvorgangs treten Außerresonanzbedingungen auf, wenn die Einstellschrauben auf ihre optimale Einstellung angepasst werden. Bei Resonanz nehmen die reaktiven Anteile stark zu, ebenso wie der entsprechende Spannungsabfall über Isolierteile. Hohe Spannungsabfälle können zu Lichtbögen führen, die dauerhafte Kohlenstoffspuren über internem Isoliermaterial hinterlassen können. Leckströme durch diese Spuren verursachen Instabilität bei der Filterabstimmung und einen verrauschten Duplexbetrieb. Bei Entwürfen mit sich bewegenden Fingern zur Erdung treten Lichtbögen und Lochfraß auf, wenn die Fingerposition im eingeschalteten Zustand verändert wird, was zu der gleichen Leistungsver schlechterung führt. Schäden dieser Art ruinieren in der Regel den Filter.

Rundfunkantennensysteme

Antennengruppen für UHF TV-Systeme

Einführung

Dieser Leitfaden von RFS ist als Hilfestellung für Techniker gedacht, die sich mit dem Entwurf von UHF-Sendeantennensystemen befassen. Er basiert auf der Verwendung von breitbandigen Dipolfeldgruppen bestehend aus PHP-Feldern für die horizontale und PVP-Feldern für die vertikale Polarisation. Unsere Spezialisten unterstützen Sie gerne mit Rat und Tat.

Die hier beschriebenen Systeme decken Antennen von einer bis zu 16 Ebenen ab. Große Antennengruppen erfordern die Berücksichtigung von besonderen technischen Überlegungen, die über die einfache Beschreibung hinausgehen, aber trotzdem hier kurz angerissen werden. Unsere Ingenieure sind gerne bereit weitere Auskünfte und Unterstützung zu geben.

Elektrische Randbedingungen

Polarisation

Horizontalpolarisation:

Das PHP-Achterfeld ist horizontal polarisiert und deckt den gesamten Bereich von 470-860MHz ab.

Vertikalpolarisation:

Das PVP-Achterfeld ist vertikal polarisiert, und wie das PHP-Feld deckt es den gesamten Bereich von 470-860MHz ab.

Gewinn

Zur Vereinfachung werden hier nur Antennensysteme mit der gleichen Anzahl von Feldern auf jeder Seite (Spalte) berücksichtigt.

Der Maximalgewinn solcher Systeme setzt sich aus dem Produkt von horizontalem und vertikalem Richtfaktor abzüglich der Verluste im Speisetzwerk zusammen. Die Verluste, die aus Strahlabsenkung und Nullstellenauffüllung resultieren, sind im vertikalen Richtfaktor enthalten

Also wird der maximale Antennengewinn in dB wie folgt berechnet:

$$G_{APK} = GH + GV - LD \text{ dBd}$$

wobei

GH = Horizontalrichtfaktor (dB)

GV = Vertikalrichtfaktor (dB)

LD = Speisetzwerkverluste (Leistungsverteiler und Antennenzuleitungen)

Bei Rundumstrahlern ist es üblich RMS-Gewinn wie folgt anzugeben:

$$G_{ARMS} = GV - LD$$

Die Verluste des Speisetzwerkes werden durch die Größe des Systems und Art und Größe der verwendeten Kabel bestimmt.

Letzteres ist eine Funktion der Leistungsanforderungen an das System. Als Faustregel können die folgenden Werte für Antennensysteme kleiner und mittlerer Leistung verwendet werden.

ANTENNENHÖHE	VERLUSTE (DB)
1-Ebene	0,05
2-Ebenen	0,1
3-Ebenen	0,1
4-Ebenen	0,2
6-Ebenen	0,3
8-Ebenen	0,3

Die Verluste bei Antennen, die größere Verteilerkabel und / oder bei niedrigeren Frequenzen betrieben werden, sind in der Regel kleiner. Antennengruppen für höhere Leistung und mehr als acht Ebenen haben üblicherweise Verluste von rund 0,2 dB.

Impedanz und Stehwellenverhältnis (VSWR)

Das VSWR liegt bei Antennengruppen kleiner und mittlerer Leistung unter 1.1:1 mit einer Bandbreite von 300 MHz und größer.

Für Hochleistungsantennengruppen ist es besser als

1,05:1 bei jeder Bildträgerfrequenz und besser als 1.1:1 in jedem Betriebskanal. Andere Spezifikationen auf Kundenwunsch sind erhältlich.

Nennbelastbarkeit

Analogbetrieb

Die mittlere Leistungsanforderung einer Antenne ist die Summe der mittleren Eingangsleistungen. Die durchschnittliche Leistung eines Schwarzpegel-PAL-Fernsehbilds mit einem Bild-Ton-Verhältnis von 10:1 beträgt das 0,71 fache der Spitzenleistung.

Die mittlere Leistungsangabe ist ein Maß für die Fähigkeit der Antenne, die durch Verluste entstandene Wärme an die Umgebung abzugeben.

$$V_{PEAK} = 1,4 \text{ geteilt durch } P_{peak} \times 50$$

Bei Antennengruppen kleiner und mittlerer Leistung wird die mittlere Nennleistung in der Regel wie folgt durch die Größe des Eingangsleistungsteilers begrenzt (Angegeben ist die Durchschnittleistung):

7/8" EIA: 2kW

1-5/8" EIA: 5kW

3-1/8" EIA: 12kW

4-1/2" IEC: 36kW

6-1/8" EIA: 55kW

Sehr komplexe Hochleistungsantennensysteme werden in der mittleren Nennleistung abhängig von der Konfiguration vom schwächsten Bauteil im Netzwerk oder dem Antennenfeld begrenzt. Die gewöhnlich verwendeten Eingangsstecker sind 4-1/2" IEC, 4-7/8" IEC oder 6-1/8" EIA. 7-3/16" EIA und größer sind auf Anfrage erhältlich.

Rundfunkantennensysteme

Antennengruppen für UHF TV-Systeme

Die Spitzennennleistung wird durch den Spannungszusammenbruch oder die Durchschlagsspannung der Antenne definiert. Im Allgemeinen wird die Spitzennennleistung durch den Wert der Spitzennennspannung ausgedrückt. Die Spitzenbelastbarkeit ist aber nicht der begrenzende Faktor im Antennenentwurf, muss aber gerade bei Mehrkanalbetrieb geprüft werden.

Die erforderliche Spitzenleistungsbelastbarkeit einer Antenne wird mit $PPK = 1,4 n2 PAV$ berechnet, mit $n =$ Anzahl der Eingangskanäle und PAV die mittlere Leistung pro Kanal ist, wobei alle Kanäle mit gleicher Leistung betrieben werden.

Digitalbetrieb

Anders als bei Analogbetrieb ist hier die Spitzenleistung ausschlaggebend, da das Verhältnis Spitzen- zu mittlerer Leistung wesentlich höher ist; die Gesamtleistung errechnet sich dann aus der Summe der Spitzenleistungen der digitalen Betriebskanäle.

Systemverluste

Bei der Systemplanung müssen alle Verluste berücksichtigt werden, sowohl die der Haupteinspeisekabel als auch die durch Frequenzweichen und Umschaltfelder im Sendergebäude.

Kabelverluste

Die Dämpfungswerte der HELIFLEX® Kabel können den entsprechenden Datenblättern entnommen werden. Weiter unten wird anschaulich beschrieben, wie die Daten verwendet werden.

Weichenverluste

Die Weichenverluste sind abhängig von der Art der verwendeten Antennenweiche, den Frequenzabständen der Betriebskanäle, der Größe der verwendeten Koaxleitungen und der Anzahl der zu kombinierenden Kanäle.

Zur Vereinfachung dieses Leitfadens wird davon ausgegangen, dass der Frequenzabstand 3 Kanäle beträgt und zwei bis sechs Kanäle zusammengeführt werden.

Dabei sollen zwei verschiedene Frequenzweichensysteme zur Anwendung kommen: Umwegleitungs- und Richtkopplerweichen. Erstere wird üblicherweise für 2-, 3- oder 4-Kanal-Systeme eingesetzt während letztere für jede beliebige Anzahl von Kanälen verwendet werden kann. Die Umwegleitungsweichen sind kostengünstiger, haben dafür aber höhere Verluste, vor allem bei geringem Frequenzabstand.

Typische Weichenverluste (pro Kanal, 21 MHz Abstand)

Umwegleitungsweiche (CC-Serie):

EINGANGSSTECKER	N	1-5/8"	3-1/8"	4-1/8"
2 Kanäle Verlust (dB)	0,7	0,4	0,3	0,25
3, 4 Kanäle Verlust (dB)	1,3	0,6	0,45	0,4

Richtkopplerweiche (CA-Serie):

EINGANGSSTECKER	1-5/8"	3-1/8"
Verlust beim ersten Kanal (dB)	0,4	0,3
Verlust bei jedem weiteren Kanal (dB)	0,1	0,1

Antennenumschaltfeld

Ein sehr guter Richtwert für die Verluste durch das Antennenumschaltfeld ist 0,1 dB.

Rohrleitungsverluste

Hier sollten alle Verbindungsleitungen zwischen Sender und Umschaltfeld, Antennenweichen und Haupteinspeisekabeln berücksichtigt werden, sei es als Rohrleitung oder flexible Verkabelung.

Rohrleitungsverluste können wie folgt angenommen werden.

LEITUNGSGRÖSSE	1-5/8"	3-1/8"	4-1/8"
Verlust dB/100m bei 500 MHz	1,6	0,8	0,55
Verlust dB/100m bei 800 MHz	1,95	1,0	0,70

Typische Antennen-/ Systemdaten

In der unten stehenden Tabelle werden beispielhaft die Systemdaten einer Richtantenne einer Kleinleistungsstation für 8 Kanäle angezeigt (nur 3 der 8 Kanäle dargestellt). Die dargestellte Antennenrichtfaktor ist die Summe aus horizontalem und vertikalem Richtfaktor.

Typische Antennen-/ Systemdaten

FREQUENZ, MHZ	813-820	750-757	547-554
Antennenrichtfaktor, dBd	15,9	16,8	17,4
Antennenverluste, dB	0,3	0,3	0,3
Haupteinspeisekabelverlust (50m bei KW 1-5/8"), dB	0,95	0,90	0,75
Antennenweichenverlust, dB	0,5	0,8	0,9
Umschaltfeld u. Rohrleitungsverluste, dB	0,2	0,2	0,2
10m 7/8 " Antennenzuleitungen, dB	0,35	0,33	0,28
Systemspitzengewinn dBd	13,6	14,3	15,0
Spitzen ERP (5 kW), kW	5,0	5,0	5,0
Senderleistung, Watt	218	187	159

Rundfunkantennensysteme

Antennengruppen für UHF TV-Systeme

Mechanische Randbedingungen

Antennenträger

Sowohl für die Befestigung auf der Mastspitze als auch für die Seitenbefestigung gibt es Standardkastenträger für 1- bis 16-Ebenen-Systeme, die aus feuerverzinktem Stahl gefertigt sind.

Kastenträger mit bis zu acht Ebenen werden in einem Stück geliefert. 6- und 8-Ebenen-Träger können zur Erleichterung von Transport und Installation optional in zwei Modulen geliefert werden, während Kastenträger mit mehr als acht Ebenen immer in Modulform geliefert werden.

Kleine Systeme können auch an einem Rohrträger montiert werden.

Leitern

Für Kastenträger, die auf der Mastspitze installiert werden, können Außenleitern vorgesehen werden, die den Zugang zur Antenne für horizontal polarisierte Systeme außerhalb des Trägers ermöglichen. Bei vertikal polarisierten Systemen besteht die Möglichkeit durch außen angebrachte Steigehilfen. Ansonsten sind im Innenbereich integrierte Sprossen Bestandteil der Konstruktion.

Belüftungssysteme

Das gesamte Speisesystem ist bis zu den Antennenfeldeingängen druckdicht und belüftbar. Es wird wärmstens empfohlen, dass diese Systeme mit trockener Luft belüftet werden, um das Eindringen von Feuchtigkeit zu verhindern. Die Druckluft wird über das Hauptspeisekabel mit einem empfohlenen Betriebsdruck von 20 - 35kPa eingespeist.

Die Druckdichtigkeitsprüfung aller Komponenten sowie des gesamten Systems werden im Werk mit 70 kPa durchgeführt.

Blitzschutz

Kastenträger sind mit einem oder zwei 1,5 m langen Blitzableitern versehen. Das Antennensystem ist fest mit dem Träger verbunden und bei der Montage ist darauf zu achten, dass der Träger eine elektrische Verbindung zum Mast hat.

Transport

Mit Ausnahme der modularen Bauweise werden Systeme mit bis zu acht Ebenen komplett montiert geliefert, wobei diese von Stahlrahmen gestützt werden.

Planungsüberlegungen zum Übergangsbau teil und Mast

Der Mast muss nicht nur so entworfen werden, dass er Gewicht und Windlast der Kastenträgers tragen kann, sondern auch so, dass die Auslenkung des Turmes begrenzt wird. Dies ist wegen der sehr schmalen vertikalen Strahlungskeule bei Mehrebenensystemen notwendig, da übermäßige Turmauslenkungen ein Flackern des Fernsehbildes beim Empfänger verursachen, bedingt durch die Schwankung der Signalstärke von der Hauptstrahlrichtung zu den Nullstellen in beiden Richtungen des Vertikaldiagramms.

Eine Auslenkung von 3 / 8 Wellenlängen (139mm bei 800 MHz) an der Antennenspitze ist eine angemessene Grenze bei betriebstauglicher Windgeschwindigkeit.

Das Hauptspeisekabel kann ein erhebliches Gewicht darstellen (6 - 1/8 " Kabel wiegt ca. 11kg / m) und muss geschützt werden. Es empfiehlt sich, dass der Mast in Leiternähe eine vertikale Kabelführung im Inneren enthält.

Es wird auch empfohlen, ca. 1,5 – 2m unterhalb der Antenne eine Wartungsplattform anzubringen, die den Zugang am unteren Ende des Kastenträgers zur Inbetriebnahme und Wartung erlaubt.

Überlegungen zur Montage

Das Hochziehen der Antenne hat mit größter Sorgfalt zu erfolgen, um sicherzustellen, dass weder Hauptspeisekabel noch Antenne beschädigt werden.

Das Antennensystem sollte nach erfolgter Installation mindestens 6 Stunden lang mit trockener Luft gespült werden, um zu gewährleisten, dass jegliche Feuchtigkeit aus dem System entwichen ist. Die Anleitung zur richtigen Vorgehensweise ist im entsprechenden Handbuch beschrieben, dass mit dem System geliefert wird.

Ein Längenabgleich der Hauptkabel ist bei Antennensystemen mit zwei Eingängen nötig, damit jede Halbantenne mit der richtigen Phase gespeist wird.

Rundfunkantennensysteme

Kopplerweichenmodule

Die Kopplerweichenmodule, auch als «Weichen Konstanter Impedanz»- oder «Lorenz»-Weichen bezeichnet, bestehen aus zwei 3dB-Koppler, zwei Bandpassfilter und eine Ausgleichslast.

Kopplerweichen bieten die besten Leistungsdaten in Punkto Entkopplung und Eingangs VSWR (daher der Begriff «Konstante Impedanz»).

Das einzelne Kanalsignal wird über den Schmalbandeingang aufgenommen. Dieses Signal wird durch den 3-dB- Eingangs-koppler aufgeteilt und durchläuft die beiden Bandpassfilter. Durch die Phasenbeziehung der beiden Signale und den 3-dB-Ausgangskoppler werden die Signale am Ausgangtor wieder zusammenaddiert. Der Breitbandeingang wird durch den 3-dB-Ausgangskoppler isoliert, so dass der Pegel des Schmalbandeingangssignals an dieser Stelle durch die Richtwirkung des 3-dB-Kopplers bestimmt wird. Ein typischer Wert sind 30 bis 35 dB unter dem Eingangspegel.

Bedingt durch den Signalverlauf durch die Bandpassfilter ergibt es eine Durchgangsdämpfung abhängig von der Selektivität und den Abmessungen der Filter. Filter mit breiterer Durchlasskurve, geeignet für größere Kanalabstände, haben eine geringere Durchgangsdämpfung, und größere Filter haben eine größere Oberfläche, wodurch sie sich für höhere Leistungen eignen und auch geringere Verluste haben. Das Signal, das am Breitbandeingang eingespeist wird, kann mit Ausnahme des Schmalbandkanals in jedem Bereich des Betriebsbandes liegen. Dieses Signal wird vom 3-dB-Ausgangskoppler aufgeteilt und von den Bandpassfiltern reflektiert. Auch hier werden die beiden Signalhälften wegen der Phasenbeziehungen wieder am Ausgangtor vereint.

Die Ausgleichslast absorbiert dann jegliche Restleistung, die aufgrund der endlichen Richtwirkung der 3-dB-Koppler sowie des Signalanteils vom Breitbandeingang, das durch die Bandpassfilter gelangt. Kopplerweichenmodule können wie in Abb. 2 dargestellt, zu einer Frequenzweichenkaskade (oder Kette) zusammengeschaltet werden.

Die Entkopplung der Schmalbandeingänge in einer Frequenzweichenkaskade wird durch die Richtwirkung der 3-dB-Koppler sowie der Selektivität der Bandpassfilter bestimmt. Im Allgemeinen werden bei Nichtnachbarkanalbetrieb mindestens 20 dB an zusätzlicher Entkopplung durch die Bandpassfilter erreicht, so dass die Entkopplung zwischen den Eingängen in der Regel > 50dB ist. Bei Nachbarkanalbetrieb bieten die Filter minimale Dämpfung an den Kanalgrenzen, obwohl die hohe Selektivität der Filter für eine hohe Entkopplung über einen Großteil der Betriebskanäle sorgt. Der Entwurf von Kopplerweichenkaskaden erfordert besondere Sorgfalt zur Einhaltung der Spezifikation des Gesamtsystems. So verhält sich VSWR

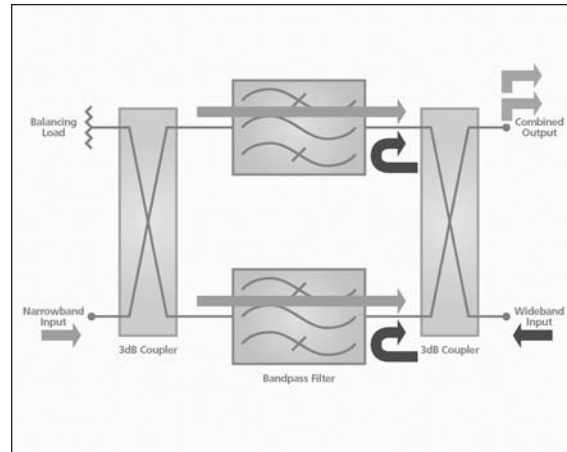


Abbildung 1 – Kopplerweichenmodul

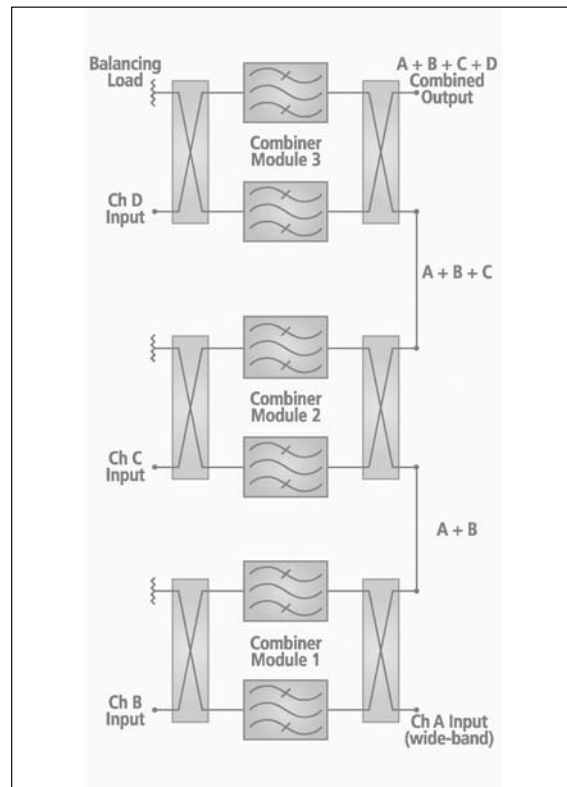


Abbildung 2 – Kopplerweichenkaskade

(Stehwellenverhältnis) am Breitband-Eingang eines jeden Moduls kumulativ, so dass sich diese bei einigen Frequenzen phasengleich aufsummieren, wenn die Reflexionen an diesen Toren nicht minimiert werden, was zu einem schlechten VSWR am Ende der Kette führt. RFS entwirft die Weichenketten (üblicherweise in auf- oder absteigender Frequenz) und stimmt sie so ab, dass die zugesagte Spezifikation des Gesamtsystems eingehalten wird. Diese System-Spezifikationen können aufgrund des Zusammenwirkens der einzelnen Module ganz erheblich von den Einzelmodulwerten abweichen.

Rundfunkantennensysteme

Kopplerweichenmodule

Interferenzen (hervorgerufen durch Intermodulationsprodukte aus der Ausgangsstufe des Senders) werden sowohl durch die Entkopplung als auch Bandpassfilterung der Weiche bestimmt.

Die Bandpassfiltereigenschaften der Weiche können auch herangezogen werden um DTV-Maskenfilterfunktion zu erreichen. Hierzu werden hochselektive Bandpassfilter verwendet, ganz gleich ob Nachbarkanalbetrieb vorliegt oder nicht. Dadurch entfällt das Maskenfilter im Sender. Der Vorteil dieser Vorgehensweise ist die Reduktion der Mehrfachfilterung des Signals (Verwendung von nur einem Bandpassfilter); also werden Kosten und Durchgangsdämpfung, Gruppenlaufzeitverzerrung, etc. minimiert. Für weitere Informationen bitte RFS ansprechen.

Die gemessene Entkopplung der Weiche nach der Montage kann aufgrund des Antennen VSWR von den Werksprüfungen abweichen. Diese Abweichung ist aber im Allgemeinen sehr gering, so dass es eine gute Übereinstimmung zwischen den Werks- und Installationswerten gibt.

RFS TV-Weichen

RFS fertigt ein umfangreiches Angebot von Komponenten für nahezu alle gewünschten Kanalweichenanwendungen.

Die CW-Baureihe der gerichteten Hohlleiterweichen ist für breitbandige Hochleistungsanwendungen geeignet. Diese Weichen decken einen größeren Frequenzbereich als herkömmliche Hohlleiterweichen ab und sind auch wesentlich kompakter, wobei sie trotzdem noch die sehr hohen Leistungen, die für Hohlleiterweichen typisch sind aufnehmen können.

Aus diesen Gründen wurde die CW-Serie für die technisch anspruchvollsten Projekte eingesetzt, die sehr hohe Leistungen und viele Kanäle auf engstem Raum erfordern. Im Sears Tower in Chicago konnte keine andere Frequenzweiche in dem verfügbaren Raum untergebracht werden. Weltweit wurde eine große Zahl von Frequenzweichenkaskaden mit bis zu 10 Kanälen pro Kette geliefert.

Die CA-Baureihe verwendet die Koaxial-Technologie - 3-dB-Koppler und Bandpass-Filter. RFS fertigt Filter entsprechend der verschiedenen Leistungsstufen in fünf Größen – 50 mm, 80 mm, 110 mm, 160 mm und 200 mm (50E, 80E, 110E, 160E bzw. 200E-Serie). Für jede Basisgröße sind 3-, 5- und 6- und 8-kreisige mit Kreuzkopplung sowie 8-kreisige Filter für verschiedene Kanalabstände verfügbar (7-kreisig ist für die 50E-Serie anstatt 6-kreisig kreuzgekoppelt verfügbar).

6- und 8-kreisige Filter mit doppelter Kreuzkopplung werden für Nachbarkanalkombination und DTV-Maskenfilterung verwendet, 5-kreisige Filter bei

einem Minimalabstand von einem Kanal und 3-kreisige Filter bei größeren Frequenzabständen.

Die Weichen der 50E-Baureihe sind als integrierte Weichen mit in die Filter eingebauten 3-dB-Kopplern aufgebaut. Dies sorgt für minimale Anzahl von Komponenten, was die Kosten senkt und zudem minimale Durchgangsverluste sichert, da es keine diskreten Verbindungen zwischen Kopplern und Filtern gibt.

Die 80E, 110E, 160E und 200E sind mit diskreten Filtern und Kopplern versehen.

Die Nennleistung der Filter niedriger Ordnung ist wegen der geringeren Durchgangsdämpfung größer, d.h., es wird weniger Wärme erzeugt.

Die der CA-Baureihe ist über den gesamten Frequenzbereich von 470 bis 860 MHz abstimmbare und sind temperaturstabil mit einem Drift <2 kHz / K.

Optional ist Leistungsüberwachung für alle RFS-Frequenzweichen erhältlich, und bei der 50E-Serie gehört ein Richtkoppler zur Überwachung der Eingangsleistung am Schmalbandeingang zum Standard.

RFS-Kanalweichen können auch in Umschaltfelder integriert werden, um ein niedriges VSWR und eine kompakte Bauweise zu erreichen. Weiter Infos bei RFS anfragen.

Frequenzweichenentwurf

RFS fertigt seit mehr als 20 Jahren Kanalweichen für VHF- und UHF-Anwendungen wobei viele Funktionen zur Erzielung der optimalen technischen Kennziffern entwickelt wurden:

- **Schweißverbindungen in Bereichen mit hohen HF-Strömen bieten eine hohe Güte bei niedriger Durchgangsdämpfung und höheren Nennleistungen**
- **Effiziente Nutzung des verfügbaren Platzes – die Filter sind so groß wie nötig, um die geringstmöglichen Verluste und höchste Nennleistung zu garantieren.**
- **Die Verbindungen zwischen Komponenten und Modulen sind so einfach wie möglich aufgebaut, um minimale Verluste und bestes VSWR zu gewährleisten.**

Die RFS Weichenkomponenten werden mit hochentwickelter Computertechnik entworfen und dann bis zur Zerstörung getestet, um adäquate Leistungs- und Spannungs-Reserven zu garantieren. Daher können die Antennenweichen langfristig mit hoher Zuverlässigkeit an der nominalen Grenze ihrer Leistungsfähigkeit betrieben werden.

Normalerweise haben RFS-Antennenweichen (mit Ausnahme der 50E-Serie) vertikale Ein- und Ausgänge, so dass die verbindende Rohrleitung einfach aufzubauen ist und keine zusätzlichen Winkelstücke benötigt.

Rundfunkantennensysteme

Kanalbelegung für den Fernsehroundfunk

CH.	USA	EUROPA Kanalgrenzen (MHz)	AUSTRALIEN
0	-	-	45 - 52
1	-	-	56 - 63
2	54 - 60	47 - 54	63 - 70
3	60 - 66	54 - 61	85 - 92
4	66 - 72	61 - 68	94 - 101
5	56 - 82	174 - 181	101 - 108
5A	-	-	137 - 144
6	82 - 88	181 - 188	174 - 181
7	174 - 180	188 - 195	181 - 188
8	180 - 186	195 - 202	188 - 195
9	186 - 192	202 - 209	195 - 202
9A			202 - 209
10	192 - 198	209 - 216	209 - 216
11	198 - 204	216 - 223	216 - 223
12	204 - 210	-	223 - 230
13	210 - 216	-	-
14	470 - 476	-	-
15	476 - 482	-	-
16	482 - 488	-	-
17	488 - 494	-	-
18	494 - 500	-	-
19	500 - 506	-	-
20	506 - 512	-	-
21	512 - 518	470 - 478	-
22	518 - 524	478 - 486	-
23	524 - 530	486 - 494	-
24	530 - 536	494 - 502	-
25	536 - 542	502 - 510	-
26	542 - 548	510 - 518	-
27	548 - 554	518 - 526	-
28	554 - 560	526 - 534	526 - 533
29	560 - 566	534 - 542	533 - 540
30	566 - 572	542 - 550	540 - 547
31	572 - 578	550 - 558	547 - 554
32	578 - 584	558 - 566	554 - 561
33	584 - 590	566 - 574	561 - 568
34	590 - 596	574 - 582	568 - 575
35	596 - 602	582 - 590	575 - 582
36	602 - 608	590 - 598	582 - 589
37	608 - 614	598 - 606	589 - 596
38	614 - 620	606 - 614	596 - 603
39	620 - 626	614 - 622	603 - 610
40	626 - 632	622 - 630	610 - 617
41	632 - 638	630 - 638	617 - 624
42	638 - 644	638 - 646	624 - 631
43	644 - 650	646 - 654	631 - 638
44	650 - 656	654 - 662	638 - 645
45	656 - 662	662 - 670	645 - 652
46	662 - 668	670 - 678	652 - 659
47	668 - 674	678 - 686	659 - 666
48	674 - 680	686 - 694	666 - 673
49	680 - 686	694 - 702	673 - 680
50	686 - 692	702 - 710	680 - 687
51	692 - 698	710 - 718	687 - 694
52	698 - 704	718 - 726	694 - 701

CH.	USA	EUROPA Kanalgrenzen (MHz)	AUSTRALIEN
53	704 - 710	726 - 734	701 - 708
54	710 - 716	734 - 742	708 - 715
55	716 - 722	742 - 750	715 - 722
56	722 - 728	750 - 758	722 - 729
57	728 - 734	758 - 766	729 - 736
58	734 - 740	766 - 774	736 - 743
59	740 - 746	774 - 782	743 - 750
60	746 - 752	782 - 790	750 - 757
61	752 - 758	790 - 798	757 - 764
62	758 - 764	798 - 806	764 - 771
63	764 - 770	806 - 814	771 - 778
64	770 - 776	814 - 822	778 - 785
65	776 - 782	822 - 830	785 - 792
66	782 - 788	830 - 838	792 - 799
67	788 - 794	838 - 846	799 - 806
68	794 - 800	846 - 854	806 - 813
69	800 - 806	854 - 862	813 - 820
70	806 - 812	-	-
71	812 - 818	-	-
72	818 - 824	-	-
73	824 - 830	-	-
74	830 - 836	-	-
75	836 - 842	-	-
76	842 - 848	-	-
77	848 - 854	-	-
78	854 - 860	-	-
79	860 - 866	-	-
80	866 - 872	-	-
81	872 - 878	-	-
82	878 - 884	-	-
83	884 - 890	-	-

Rundfunkantennensysteme

VSWR UMRECHNUNGSTABELLE

Reflexionsfaktor	VSWR	Rückflußdämpfung dB	VSWR	Reflexionsfaktor	Rückflußdämpfung dB	Rückflußdämpfung dB	Reflexionsfaktor	VSWR
0,005	1,010	46,0	1,01	0,005	46,1	10	0,316	1,925
0,01	1,020	40,0	1,02	0,010	40,1	11	0,282	1,785
0,015	1,030	36,5	1,03	0,015	36,6	12	0,251	1,671
0,02	1,041	34,0	1,04	0,020	34,2	13	0,224	1,577
0,025	1,051	32,0	1,05	0,024	32,3	14	0,200	1,499
0,03	1,062	30,5	1,06	0,029	30,7	15	0,178	1,433
0,035	1,073	29,1	1,07	0,034	29,4	16	0,159	1,377
0,04	1,083	28,0	1,08	0,039	28,3	17	0,141	1,329
0,045	1,094	26,9	1,09	0,043	27,3	18	0,126	1,288
0,05	1,105	26,0	1,10	0,048	26,4	19	0,112	1,253
0,06	1,128	24,4	1,11	0,052	25,7	20	0,100	1,222
0,07	1,151	23,1	1,12	0,057	24,9	21	0,089	1,196
0,08	1,174	21,9	1,13	0,061	24,3	22	0,079	1,173
0,09	1,198	20,9	1,14	0,065	23,7	23	0,071	1,152
0,10	1,222	20,0	1,15	0,070	23,1	24	0,063	1,135
0,11	1,247	19,2	1,16	0,074	22,6	25	0,056	1,119
0,12	1,273	18,4	1,17	0,078	22,1	26	0,050	1,106
0,13	1,299	17,7	1,18	0,083	21,7	27	0,045	1,094
0,14	1,326	17,1	1,19	0,087	21,2	28	0,040	1,083
0,15	1,353	16,5	1,20	0,091	20,8	29	0,036	1,074
0,16	1,381	15,9	1,21	0,095	20,4	30	0,032	1,065
0,17	1,410	15,4	1,22	0,099	20,1	31	0,028	1,058
0,18	1,439	14,9	1,23	0,103	19,7	32	0,025	1,052
0,19	1,469	14,4	1,24	0,107	19,4	33	0,022	1,046
0,20	1,500	14,0	1,25	0,111	19,1	34	0,020	1,041
0,21	1,532	13,6	1,26	0,115	18,8	35	0,018	1,036
0,22	1,564	13,2	1,27	0,119	18,5	36	0,016	1,032
0,23	1,597	12,8	1,28	0,123	18,2	37	0,014	1,029
0,24	1,632	12,4	1,29	0,127	18,0	38	0,013	1,026
0,25	1,667	12,0	1,30	0,130	17,7	39	0,011	1,023
						40	0,010	1,020

DBM - DBW - UMRECHNUNGSTABELLE

dBm	dBW	Watt	Vielfaches	Präfix
+150	+120	1.000.000.000.000	10 ¹²	1 Terawatt
+140	+110	100.000.000.000	10 ¹¹	100 Gigawatts
+130	+100	10.000.000.000	10 ¹⁰	10 Gigawatts
+120	+90	1.000.000.000	10 ⁹	1 Gigawatt
+110	+80	100.000.000	10 ⁸	100 Megawatts
+100	+70	10.000.000	10 ⁷	10 Megawatts
+90	+60	1.000.000	10 ⁶	1 Megawatt
+80	+50	100.000	10 ⁵	100 Kilowatts
+70	+40	10.000	10 ⁴	10 Kilowatts
+60	+30	1.000	10 ³	1 Kilowatt
+50	+20	100	10 ²	1 Hectrowatt (100 w)
+40	+10	10	10 ¹	1 Decawatt (10 w)
+30	0	1	10 ⁰	1 Watt
+20	-10	0,1	10 ⁻¹	1 Deciwatt (100 mw)
+10	-20	0,01	10 ⁻²	1 Centiwatt (10 mw)
0	-30	0,001	10 ⁻³	1 Milliwatt
-10	-40	0,0001	10 ⁻⁴	100 Microwatts
-20	-50	0,00001	10 ⁻⁵	10 Microwatts
-30	-60	0,000001	10 ⁻⁶	1 Microwatt
-40	-70	0,0000001	10 ⁻⁷	100 Nanowatts
-50	-80	0,00000001	10 ⁻⁸	10 Nanowatts
-60	-90	0,000000001	10 ⁻⁹	1 Nanowatt
-70	-100	0,0000000001	10 ⁻¹⁰	100 Picowatts
-80	-110	0,00000000001	10 ⁻¹¹	10 Picowatts
-90	-120	0,000000000001	10 ⁻¹²	1 Picowatt