

9 Aktive Empfangsantennen

9.1 Einführung

Unter einer Antenne versteht man den Teil eines Empfangssystems, der die Raumwelle in eine leitungsgeführte Welle mit einem genau definierten Wellenwiderstand \underline{Z}_L transformiert. Eine Antenne kann daher als ein Vierpol angesehen werden, der im Falle der transistorisierten oder aktiven Antenne einen „integrierten aktiven“ Teil enthält [9.1]. Im Gegensatz zu einer passiven Antenne mit nachgeschaltetem Antennenverstärker existiert in einer aktiven Antenne keine Schnittstelle mit der Impedanz des Wellenwiderstandes einer gewöhnlichen Leitung. Die Bildung einer optimalen Einheit aus passiven Antennenteilen und Verstärkerelementen unter Vermeidung einer Schnittstelle mit einschränkenden Impedanzforderungen ermöglicht es jedoch, auch breitbandig hochempfindliche Empfangssysteme mit kleinen Antennen zu schaffen [9.9, 9.10].

Mit dem Einbau aktiver Bauelemente erhält die Antenne eine innere Verstärkung und liefert einen Beitrag zum elektronischen Rauschen des Empfangssystems [9.2, 9.3] und kann somit nicht uneingeschränkt linear [9.9, 9.10] und reziprok sein, wie es bei passiven Antennen der Fall ist.

Damit hat die aktive Empfangsantenne einen weitaus größeren Einfluß auf die Systemparameter eines Empfangssystems als die passive Antenne. Seit 10 Jahren ist eine größere Anzahl verschiedenartiger kurzer, aktiver Empfangsantennen in Betrieb [9.4, 9.5, 9.9, 9.10, 9.13, 9.15 – 9.18]. Diese haben inzwischen ihre Bewährungsprobe bestanden.

Im folgenden werden die zur Entwicklung erforderlichen theoretischen Grundlagen für diese Art von Antennen aufgezeigt. Näheres über realisierte Ausführungsformen aktiver Antennen findet sich in den angegebenen Literaturstellen. Ein Überblick ist in [9.13] enthalten.

9.2 Das gestörte Empfangssystem

Der maßgebliche Parameter für die Leistungsfähigkeit eines Kommunikationskanals ist die Kanalkapazität C_C , die eine Funktion von P/P_U ist, wobei P die Leistung des Nutzsignals und P_U die Leistung aller unerwünschten Störungen in diesem Kanal am Ausgang des Empfangssystems darstellt. Für eine Kanalbandbreite B_C ergibt sich die Kanalkapazität nach Shannon:

$$C_C / \frac{\text{bit}}{\text{s}} \leq \frac{B_C}{\text{Hz}} \cdot 3,32 \cdot \lg(1 + P/P_U). \quad (9.1)$$

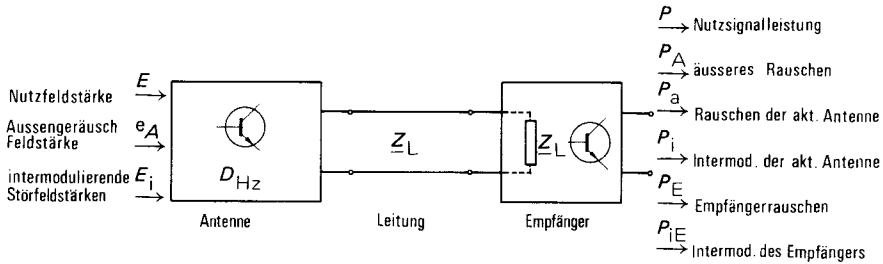


Bild 9.1: Empfangssystem mit Störungen durch Rauschen und nichtlineare Effekte

In jedem Empfangssystem treten, wie in Bild 9.1 dargestellt, Störungen auf, die nicht den Charakter eines „weißen Rauschens“ aufweisen, jedoch die Kapazität des Nachrichtenkanals auf ähnliche Weise reduzieren.

In Bild 9.1 werden die infrage kommenden Störungen aufgeführt. Neben der empfangenen äußeren Rauschleistung P_A , dem elektronischen Rauschen der aktiven Antenne P_a und dem Empfängerrauschen P_E sind auch die Verzerrungen P_i und P_{iE} einbezogen, die durch nichtlineare Effekte in der aktiven Antenne bzw. im Empfänger verursacht werden. Unter Berücksichtigung aller Störungen erhält man für das Signal-Störverhältnis:

$$\frac{P}{P_U} = \frac{P/P_A}{1 + \frac{P_a}{P_A} \left(1 + \frac{P_E}{P_a} + \frac{P_i}{P_a} + \frac{P_{iE}}{P_a} \right)}. \quad (9.2)$$

$$\frac{E^2}{e_u^2} = \frac{E^2/e_A^2}{1 + \frac{e_a^2}{e_A^2} \left(1 + \frac{e_E^2}{e_a^2} + \frac{E_i^2}{e_a^2} + \frac{E_i^2 E}{e_a^2} \right)} \quad (9.3)$$

In Gleichung (9.3) wird das Nutzsignal durch die Signalfeldstärke E ausgedrückt. Sämtliche Störungen werden durch äquivalente fiktive Feldstärken einer fiktiven ebenen Welle beschrieben, welche aus der Richtung des maximalen Empfangs am Empfangsort einfällt. Störungen mit statistischem Charakter werden durch den quadratischen Mittelwert ihrer Feldstärkewerte beschrieben, während eine Intermodulationsstörung den Charakter eines unerwünschten Trägers hat und deswegen durch den Effektivwert der Feldstärke beschrieben wird. Diese fiktive Störfeldstärke E_i wird durch die Störträger infolge nichtlinearer Vorgänge [9.9] erzeugt. Aus den Gleichungen (9.2) und (9.3) können Hinweise hinsichtlich einer Optimierung der Kanalkapazität gewonnen werden.

9.3 Kleine Antennen ohne Richtwirkung

9.3.1 Rauschanpassung bei aktiven Antennen

Unter der Annahme, daß eine aktive Antenne einen ausreichend hohen elektronischen Gewinn besitzt, wird der Rauschbeitrag des Empfängers vernachlässigbar. Das Signal-Rauschverhältnis (S/N) beträgt in diesem Fall:

$$S/N = \frac{E^2/e_A^2}{1 + e_a^2/e_A^2} = \frac{E^2 \cdot A_{\text{eff}}}{Z_0 k T_A B_c} \cdot \frac{1}{1 + T_N/T_A} \quad (9.4)$$

In (9.4) beschreiben T_A und T_N die dem Strahlungswiderstand des passiven Teils der Antenne zuzuordnenden Rauschtemperaturen des Außenrauschens und des elektronischen Rauschens der aktiven Antenne. $Z_0 = 120 \pi \Omega$ ist der Feldwellenwiderstand des freien Raumes, A_{eff} die effektive Fläche des passiven Teils der Antenne und k die Boltzmann-Konstante.

Offensichtlich kann selbst im theoretischen Fall eines idealen Empfangssystems mit $P_a = P_E = P_i = P_{iE} = 0$ das maximale Verhältnis P/P_u nicht größer als $(E^2/T_A) \cdot A_{\text{eff}}/(Z_0 k B_c)$ werden. Letzteres ist ausschließlich eine Funktion des Verhältnisses der Nutzfeldstärke E zur äquivalenten Störfeldstärke $\sqrt{e_A^2}$, die auf Grund des Außenrauschens am Ort des Empfangs existiert, denn bei kurzen Antenne ist A_{eff} konstant. Bei einer realen Antenne erhält man einen maximalen Signal-Rauschabstand, wenn die Impedanz Z des passiven Teils der Antenne in

Bild 9.2 der Rauschanpassimpedanz Z_{opt} der aktiven Schaltung entspricht [9.4]. Das Signal-Rauschverhältnis ist maximal, wenn der passive Teil der Antenne und ihre passive Beschaltung verlustlos sind und wenn nach Gl. (9.4) $T_N = T_{N \text{ min}}$ gewählt wird. Orte konstanter Rauschtemperatur $T_N(Z)$ liegen in der Impedanzebene auf Kreisen. Dies trifft ebenfalls auf die Systemrauschtemperatur $T_s = T_A + T_N$ sowie gemäß Gl. (9.4) auch für $S/N(Z)$ zu. Bezeichnet man mit η den Wirkungsgrad des passiven Teils der Antenne bezüglich der Klemmen A – A' in Bild 9.2 und berücksichtigt man Gl. (9.5), eine Gleichung, in der die normierte Impedanzabweichung von der Rauschanpassimpedanz Z_{opt} dargestellt ist ($R = \text{Realteil von } Z$), so erhält man Beziehung (9.6) für die zugehörige Systemtemperatur [9.8]:

$$\chi(Z) = |Z - Z_{\text{opt}}|^2 / (R \cdot R_{\text{opt}}); \quad (9.5)$$

$$\frac{T_{s\eta}}{T_A + T_{N \text{ min}}} = 1 + \frac{1}{\eta} \cdot \frac{T_{N \text{ min}}}{T_A} \cdot \left[(1 - \eta) \cdot \frac{1 + T_0/T_{N \text{ min}}}{1 + T_{N \text{ min}}/T_A} + \frac{T_1/T_{N \text{ min}}}{1 + T_{N \text{ min}}/T_A} \cdot \chi(Z) \right] \quad (9.6)$$

T_0 : Umgebungstemperatur.

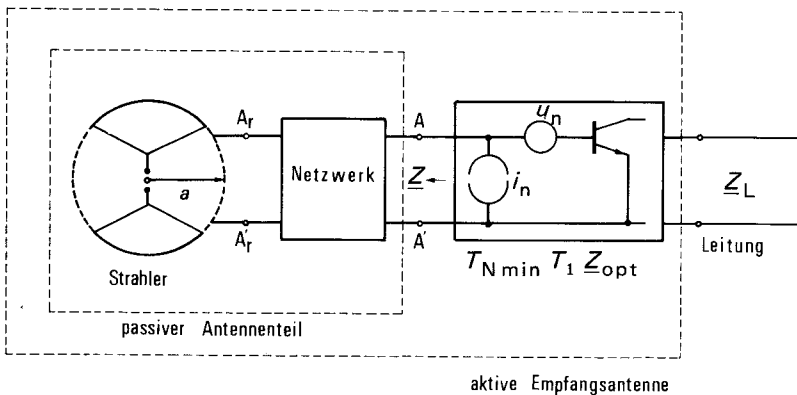


Bild 9.2: Aktive Empfangsantenne

9.3.2 Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses und Leistungsbandbreite

Da die effektive Fläche eines elektrisch kurzen, idealen, verlustlosen Strahlers von den Antennenabmessungen unabhängig ist, stellen bei der realen, elektrisch kleinen Antenne der erreichbare Wirkungsgrad η und die geforderte Bandbreite die entscheidenden Kenngrößen dar. Die bekannte Bandbreitenbegrenzung $b_{r0} = (2 \pi a / \lambda_0)^3$ eines Strahlers wurde von Chu angegeben, wobei a die größte Abmessung des Strahlers in Bild 9.2 darstellt. Selbst unter der Annahme einer beliebig komplexen Antennenstruktur wurde als Grenze für die erreichbare relative Bandbreite $2 \pi b_{r0} / \ln 2$ ermittelt, innerhalb der $P/P_{\max} \geq 1/2$ ist.

Bei einem Empfangssystem jedoch ist das Signal-Rauschverhältnis die einzige maßgebliche Größe anstelle der Leistung. Folglich ist hier die Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses entscheidend und nicht die Leistungsbandbreite.

9.3.2.1 Passiver Antennenteil ohne Verluste

Bild 9.3 zeigt die komplexe Impedanzebene mit der Impedanz \underline{Z} des passiven Teils der Antenne.

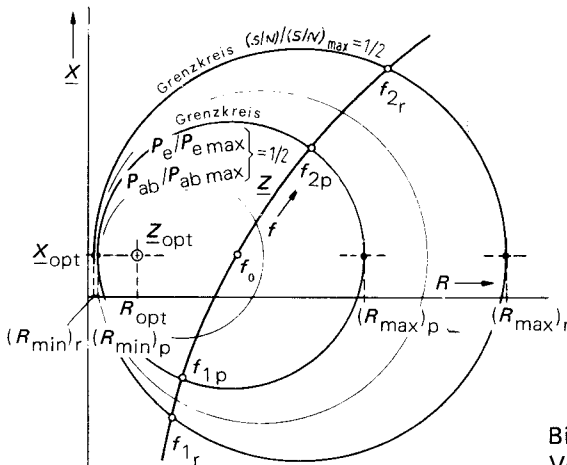


Bild 9.3:
Verlauf der Antennenimpedanz

Ein Maximum der empfangenen Leistung $P_{e \max}$ bzw. ein Maximum der abgestrahlten Leistung $P_{ab \max}$ erhält man für $\underline{Z} = \underline{Z}_{\text{opt}}$. Hierbei ist $\underline{Z}_{\text{opt}}$ der jeweils konjugiert komplexe Wert zu der Lastimpedanz bzw. der Generatorimpedanz. Mit $\chi(\underline{Z})$ aus Gl. (9.5) ergibt sich für die normierte Leistung:

$$P_e/P_{e \max} = P_{ab}/P_{ab \max} = \frac{1}{1 + \chi(\underline{Z})/\vartheta_p}, \quad (9.7)$$

wobei $\vartheta_p = 4$ ist.

Wird der passive Antennenteil in Bild 9.2 mit der Eingangsimpedanz eines Transistors abgeschlossen, dessen Rauscheigenschaften durch seine bei Rauschanpassung erreichbare minimale Rauschtemperatur $T_{N \min}$ sowie durch seine charakteristische Temperatur T_1 beschrieben werden können, so erhält man eine aktive Empfangsantenne.

Mit Hilfe von Gl. (9.4) kann man das normierte Signal-Rauschverhältnis in einer Gl. (9.7) ähnlichen Form angeben:

$$\frac{S/N}{(S/N)_{\max}} = \frac{1}{1 + \underbrace{\chi(\underline{Z})\vartheta_n}_{\Delta}},$$

wobei $\vartheta_n = (1 + T_A/T_{N \min})/(T_1/T_{N \min})$ ist.

Die Leistungsbandbreite bzw. die Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses werden durch den Frequenzbereich bestimmt, für den \underline{Z} in Bild 9.3 innerhalb des Grenzkreises für $P/P_{\max} = 1/2$ und $(S/N)/(S/N)_{\max} = 1/2$ liegt. Den normierten Durchmesser des Grenzkreises δ erhält man mit Gl. (9.9).

$$\delta_{n,p} = \frac{R_{\max} - R_{\min}}{R_{\text{opt}}} = \delta_{n,p} \cdot \sqrt{1 + 4/\delta_{\vartheta,p}}; \quad \delta_p = 4 \cdot \sqrt{2}. \quad (9.9)$$

Da $T_A/T_{N \min}$ mit abnehmender Frequenz schnell ansteigt, ändert sich δ_n innerhalb der Größenordnung von 30 bei 100 MHz bis etwa 10^{16} bei 10 kHz und ist viel größer als $\delta_p = 4\sqrt{2}$. Deswegen ist die Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses bei einem elektrisch kurzen Strahler mit vorgegebener Höhe viel größer als die Leistungsbandbreite. Dies bedeutet andererseits, daß die Abmessungen einer Empfangsantenne einige Größenordnungen kleiner gewählt werden können als bei der entsprechenden Sendeantenne.

Mit einer kurzen Antenne, in der Rauschanpassung bei Mittenfrequenz ($R = R_{\text{opt}}$) mit Hilfe einer einkreisigen Resonanzschaltung erreicht wird, erhält man die zugehörige Signal-Rauschbandbreite nach Gl. (9.10).

$$b_n/b_{r0} = \sqrt{2(\sqrt{1 + (\delta_n/2)^2} - 1)} \quad (9.10)$$

Hieraus ergibt sich für große Werte von δ_n das Verhältnis $b_n/b_{r0} \approx \sqrt{\delta_n}$. Ein Maximum der Bandbreite des Signal-Rauschabstands kann jedoch mit den folgenden Resonanzimpedanzen R_{p0} und R_{s0} erzielt werden, wenn eine Schaltung

mit Parallelresonanzcharakter bzw. Serienresonanzcharakter vorausgesetzt wird.

$$(R_{P_o}/R_{o_{opt}})_{b \max} = 1/(R_{S_o}/R_{o_{opt}})_{b \max} = \sqrt{1 + (\delta_n/2)^2} . \quad (9.11)$$

In diesem Fall ergibt sich die relative Signal-Rauschbandbreite zu

$$(b_n)_{\max}/b_{r_o} = \delta_n/2. \quad (9.12)$$

Unter der Annahme eines beliebig komplizierten Netzwerkes mit einer unendlich großen Anzahl verlustloser Blindelemente läßt sich Gl. (9.13) herleiten:

$$\frac{b_{n\infty}}{b_{r_o}} \leq \frac{\pi}{\ln \frac{\delta_n/2}{\sqrt{(\delta_n/2)^2 + 1} - 1}} . \quad (9.13)$$

Für große Werte von δ_n erhält man daraus $b_{n\infty}/b_{r_o} \approx \pi \delta_n/2$. Die relative Bandbreite wird also niemals größer als das π -fache der maximalen Signal-Rauschbandbreite mit einem einzigen Resonanzkreis.

9.3.2.2 Verluste innerhalb des passiven Teils der Antenne

In der Praxis kann der passive Teil einer elektrisch kurzen Antenne niemals als verlustlos angesehen werden. Mit Q als Güte der Anpaßschaltung erhält man als Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{b_{r_o} \cdot Q}{1 + b_{r_o} \cdot Q} \leq \frac{(2\pi a/\lambda_0)^3 \cdot Q}{1 + (2\pi a/\lambda_0)^3 Q} . \quad (9.14)$$

Antennenverluste, die in den Wirkungsgrad mit eingehen, reduzieren die Größe des Grenzkreises, vergrößern jedoch auch die Impedanzbandbreite des passiven Teils der Antenne. Wird $\vartheta_{n\eta}$ aus Gl. (9.15):

$$\vartheta_{n\eta} = \frac{T_A \cdot \eta}{T_1} \cdot \left[1 + \frac{2 T_{N \min} + T_0}{T_A} - \frac{T_{N \min} + T_0}{\eta \cdot T_A} \right] \quad (9.15)$$

in Gl. (9.9) eingesetzt, so erhält man den normierten Durchmesser $\delta_{n\eta}$ der Impedanz Z_η einer verlustbehafteten Antenne in der Impedanzebene. Zur Bestimmung der zugehörigen Signal-Rauschbandbreite müssen b_{r_o} durch $b_{r_o\eta}$ und δ_n durch $\delta_{n\eta}$ ersetzt werden. Normalerweise liegt die charakteristische Temperatur T_1 im Bereich $0,25 \leq T_1/T_{N \min} \leq 0,5$. Deswegen ist für niedrige Frequenzen $T_A/T_1 \ll 1$. Da bei realisierbaren Antennen die Güte Q im Bereich

$50 \leq Q \leq 500$ liegt, ist im Fall geringer Antennenhöhe $\eta \ll 1$. Nimmt man an, daß $\eta \cdot T_A/T_1 \gg 1$ ist, so können die Gleichungen für R , δ und die Signal-Rauschbandbreite so vereinfacht werden, wie dies in der Tabelle im Abschnitt 9.5 angegeben ist. Dabei ist bemerkenswert, daß unter den oben getroffenen Annahmen die maximal erreichbare Signal-Rauschbandbreite nicht durch Antennenverluste reduziert wird, wenn die Antennenimpedanz so gewählt wird, wie dies in der Tabelle angegeben ist. Im Sendefall hat jedoch ein schlechter Wirkungsgrad eine starke Verminderung der Leistungsbandbreite zur Folge. Toleriert man eine Verminderung der abgestrahlten Leistung um 3 dB gegenüber der erzielbaren Senderleistung, so erhält man für den normierten Kreisdurchmesser:

$$\delta_{p\eta} = 2 \cdot \sqrt{(4\eta - 1)^2 - 1} \quad (9.16)$$

Wird Gl. (9.16) anstelle von δ_n in Gl. (9.13) eingesetzt, so erhält man die maximal erreichbare Leistungsbandbreite $b_{p\eta} \propto /b_{r0}$ für eine beliebig komplizierte Anpaßschaltung.

9.3.3 Erforderliche Mindesthöhe von Schmalbandantennen

In der Praxis sind die erforderliche Signal-Rauschbandbreite, die realisierbare Güte Q und die Außenrauschktemperatur T_A am Empfangsort bekannt. Damit kann nach den Gln. (9.14), (9.15), (9.9) und (9.10) die minimal erforderliche Strahlerbandbreite errechnet werden. Die Minimalhöhe h_{\min} eines Stabstrahlers wurde in [9.12] für unterschiedliche Außenrauschktemperaturen untersucht.

Bild 9.4 zeigt, daß die erforderliche Höhe einer Empfangsantenne bei keiner Frequenz den Wert von 80 cm überschreitet, wenn man mittlere Werte von T_A zugrunde legt.

Bei niedrigen Frequenzen kann ihre Höhe weitaus geringer sein als jene, die für Sendeantennen erforderlich wäre. Eine Kapazität C , die den imaginären Anschlußstellen A_r und A'_r (Bild 9.2) eines kapazitiven Strahlers C_r parallel geschaltet ist, muß als Teil der Antenne betrachtet werden. Die effektive Bandbreite wird durch die Parallelschaltung auf

$$b'_{r0} = b_{r0}/(1 + C/C_r) \quad (9.17)$$

verkleinert. Dieser Effekt reduziert sowohl den Wirkungsgrad als auch die erzielbare Bandbreite des Signal-Rauschabstandes. Aus dieser Sicht ist die induktive Abstimmung einer kapazitiven Antenne der kapazitiven Abstimmung vorzuziehen. Dies gilt entsprechend für induktive Antennen, die kapazitiv abgestimmt werden sollten.

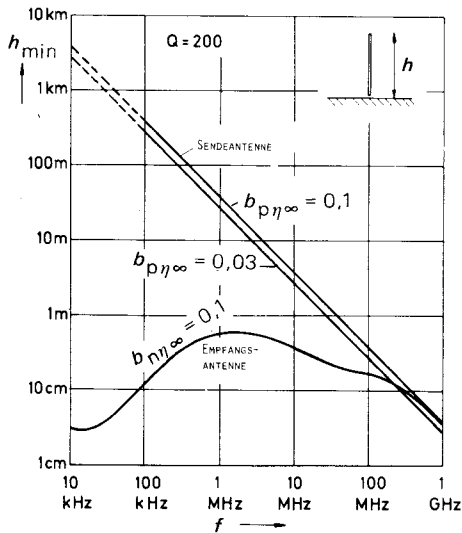


Bild 9.4:
Erforderliche Mindesthöhe von
Schmalbandantennen

Ein ähnlicher Effekt einer Reduktion der Bandbreite entsteht, wenn die Antenne durch eine Zuleitung belastet wird (s. Bild 9.5). Der Einfluß der Leitung wird größer mit größer werdendem l/h . Zur Kompensation dieses Effekts wäre eine Vergrößerung der Antennenhöhe erforderlich, wie anhand der rechten Skala des Diagramms in Bild 9.5 ersichtlich. Ein Minimum an Antennenhöhe ergibt sich deswegen nur dann, wenn die Zuleitung zum Antennenfußpunkt vermieden wird.

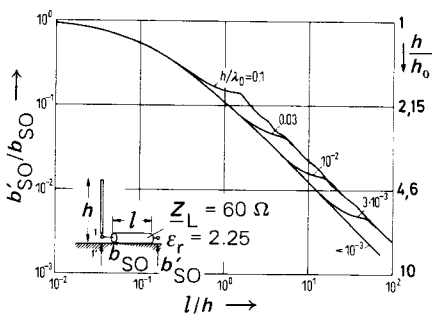


Bild 9.5:
Reduzierung der Strahlerbandbreite,
verursacht durch die
Antennenzuleitung

9.3.4 Antennen mit Bandpaßcharakteristik [9.4 – 9.6, 9.14, 9.15]

Bei geeigneter Auslegung der Anpaßschaltung kann der Verlauf der Antennenimpedanz \underline{Z} in Bild 9.2 so geformt werden, daß diese eine Schleife um $\underline{Z}_{\text{opt}}$ des Transistors in einem gewünschten Frequenzband bildet; anstelle einer derartigen Antenne mit einem Zweikreisfilter kann auch eine Vielfachresonanzantenne verwendet werden, deren Impedanzkurve mehrere Schleifen um $\underline{Z}_{\text{opt}}$ bildet. Der Gewinn an Signal-Rauschbandbreite, der durch eine beliebig komplizierte Struktur erzielt werden kann, liegt zwischen den Werten aus Gl. (9.12) und Gl. (9.13), unter Berücksichtigung von η aus Gl. (9.14) und $\delta_{n\eta}$ aus Gl. (9.15) und (9.9). Dieses Prinzip der Rauschanpassung mit Bandpaßcharakteristik wird hauptsächlich bei Frequenzen über 50 MHz angewandt, wo aufgrund der niedrigen Werte von T_A die zulässige Impedanzabweichung von $\underline{Z}_{\text{opt}}$ kleiner ist. Bei einem vorgegebenen zu überdeckenden Frequenzband, einem festliegenden Verhältnis $T_A/T_{N\text{min}}$ des aktiven Elements und einer bestimmten Güte der Anpaßelemente kann die minimal erforderliche Antennenhöhe ermittelt werden. Man erhält die optimale Güte der Anpaßschaltung und damit auch die minimal möglichen Antennenabmessungen, wenn die Anpaßschaltung mit der Antenne so integriert wird, daß räumlich große und somit verlustlose Blindelemente verwirklicht werden können.

9.3.5 Extrem breitbandige aktive Empfangsantennen [9.7, 9.9 – 9.11]

Es ist unmöglich, eine elektrisch kurze Antenne so zu realisieren, daß ihre Impedanz \underline{Z} der Rauschanpassungsimpedanz $\underline{Z}_{\text{opt}}$ eines Verstärkers in einem größeren Frequenzbereich nahe kommt. Selbst wenn ein beliebig kompliziertes Anpaßnetzwerk verwendet wird, bleibt die Bandbreite des Signal-Rauschverhältnisses auf den Wert nach Gl. (9.13) begrenzt. Die Überlegungen im Abschnitt 9.3.1 zeigen jedoch, daß diese komplizierte Dimensionierung nicht erforderlich ist.

Es wird nur gefordert, daß \underline{Z} innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes im Inneren des Grenzkreises $(S/N)/(S/N)_{\text{max}} = 1/2$ bei der jeweiligen Arbeitsfrequenz liegt. Die Tatsache, daß die Grenzkreise bei niedrigen Frequenzen sehr groß sind, läßt die Idee aufkommen, daß das aktive Element direkt mit einem Stabstrahler verbunden werden kann, ohne daß dessen Impedanz durch eine komplizierte Antennenstruktur oder irgendein Netzwerk transformiert wird. Im Fall der kapazitiven Antenne (s. Bild 9.6) ist die optimale Signal-Rauschbandbreite durch Auswahl eines geeigneten aktiven Elements mit dem geeigneten Arbeitspunkt erreichbar, so daß die Rauschkenngößen die Impedanzbedingung für eine Antenne von minimaler Größe erfüllen ($\Delta \leq 1$ in Gl. (9.8)). Diese Idee wird von der Tatsache unterstützt, daß gemäß der letzten Zeile der mittleren Spalte der Tabelle im Abschnitt 9.5 die erforderliche Antennenimpedanz $R_p \approx R_{\text{opt}} \cdot T_A/2 T_1$ bei niedrigen Frequenzen viel größer ist als R_{opt} .

Bild 9.6 zeigt das Ersatzschaltbild einer kurzen, aktiven Stabantenne mit der Antennenkapazität C_A und direkt verbundenem FET-Verstärker. C_a repräsentiert die unvermeidbare Eingangskapazität des Verstärkers, die so klein wie möglich sein sollte, da die erforderliche Stablänge proportional zum Faktor $(1 + C_a/C_A)$ ist. Anhand dieses Prinzips sind Breitbandantennen entwickelt worden, die den Frequenzbereich von 10 kHz bis 100 MHz überdecken. Die äquivalente Rauschfeldstärke, deren Ursache die Rauschspannung u_a des Verstärkers

ist, erhält man aus $\sqrt{e_a^2} = \sqrt{u_a^2} \cdot (1 + C_a/C_A)/h_{\text{eff}}$, wobei

h_{eff} die effektive Höhe des passiven Antennenteils ist.

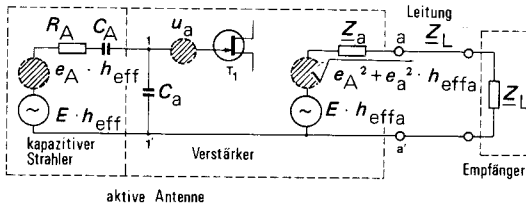


Bild 9.6:
Ersatzschaltbild für eine kurze, aktive Stabantenne

9.3.5.1 Mindestgröße der Antenne

Wenn $\overline{u_a^2}$ durch einen äquivalenten Rauschwiderstand R_e ausgedrückt wird, so gilt für h_{min} einer aktiven Stabantenne der Höhe h :

$$\frac{h_{\text{min}}}{\lambda_0} \approx \frac{h_i}{\lambda_0} \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{4C_a}{c \cdot h_i}} - 1 \right) \right] \quad (9.18)$$

wobei $c = C_A/h$ die Kapazität der Antenne pro Längeneinheit ist und h_i die Höhe der Antenne bezeichnet, die für $C_a = 0$ erforderlich wäre.

$$\frac{h_i}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{T_0}{T_A}} \cdot \sqrt{\frac{R_e}{Z_0}} \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi}}; \quad Z_0 = 120\pi\Omega \quad (9.19)$$

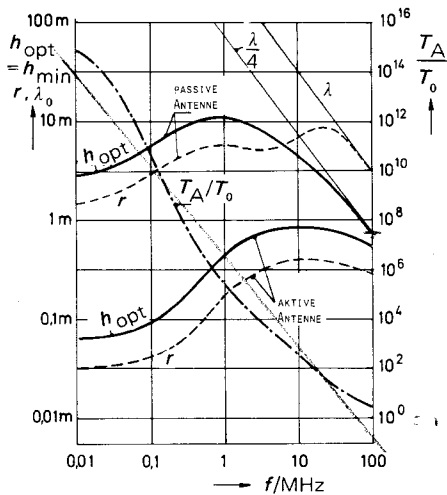
Diese Abhängigkeit der h_i von T_0/T_A unterscheidet sich grundsätzlich von der Abhängigkeit der minimal erforderlichen Höhe einer kurzen passiven Stabantenne, deren Fußpunkt direkt an den Innenleiter einer Koaxialleitung angeschlossen ist und die einen Empfänger mit der Rauschzahl F_r speist.

Hier ändert sich h_{min} mit $\sqrt[4]{T_0/T_A}$:

$$\frac{h_{\min}}{\lambda_0} \approx 0,43 \cdot \sqrt{\frac{T_0}{T_A} \cdot \frac{(F_r - 1)}{(\underline{Z}_L / 50 \Omega) \cdot (c / 10 \text{ pF/m})^2}} \quad (9.20)$$

Dabei bezeichnet \underline{Z}_L den Wellenwiderstand der Leitung und den Eingangswiderstand des Empfängers.

Ein Vergleich der durchgezogenen Kurven in Bild 9.7 zeigt, daß die minimal erforderliche Antennenhöhe der aktiven Antenne viel niedriger ist als die einer passiven Antenne. Obwohl die aktive Antenne breitbandig arbeitet, unterscheidet sich die erforderliche Höhe nicht wesentlich von der Kurve in Bild 9.4. Der dort dargestellte Verlauf gilt für Schmalband-Empfangsantennen, welche auf die Empfangsfrequenz abgestimmt sind.



Handwritten notes and calculations:

$$T_A = 10^{12}$$

$$\frac{T_A}{T_0} = 10^8$$

$$T_0 = 10^4$$

Additional handwritten notes: 45° , $(1 - \frac{2 \cdot 0,2 \cdot f \cdot h_{\text{opt}}}{4})$, $0,45$, $0,45$

Bild 9.7: Optimale Antennenhöhe einer aktiven und einer passiven Breitbandantenne

9.3.5.2 Optimale Positionierung des Antennenverstärkers [9.7, 9.11, 9.19] - innerhalb einer Stabantenne

Es ist bekannt, daß bei einer Stabantenne mit vorgegebener Gesamthöhe h_t die effektive Höhe h_{eff} nicht den maximal möglichen Wert annimmt, wenn der Speiseschlitz am Fußpunkt des Stabes liegt. An dieser Stelle wird jedoch die maximale Antennenkapazität C_A gemessen. Betrachtet man die Quellenspannung in Verbindung mit der Spannungsteilung zwischen dem passiven Antennenteil und dem Verstärkereingang in Bild 9.6, so wird klar, daß es eine optimale Höhe $h_{M\text{opt}}$ für optimale Signal-Rauschbandbreite am aktiven Antennenausgang gibt. Ange-nähert gilt für $h_{M\text{opt}}$:

$$\frac{h_{M \text{ opt}}}{h_t} \approx \left(1 + \frac{C_a}{c \cdot h_t}\right) - \sqrt{\left(1 + \frac{C_a}{c \cdot h_t}\right)^2 - 1} \quad (9.21)$$

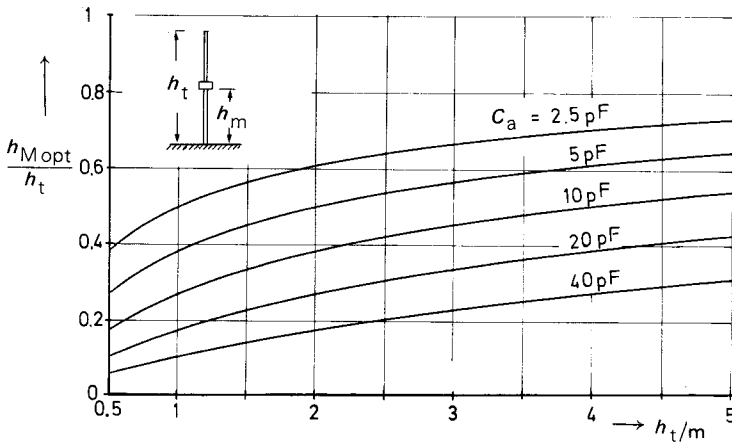


Bild 9.8: Optimale Höhe $h_{M \text{ opt}}$ für die Anbringung des Antennenverstärkers

9.3.6 Nichtlineare Effekte in aktiven Antennenelementen [9.9 – 9.11, 9.13]

Nichtlineare Effekte können entweder durch Selektivität oder durch einen hohen Gegenkopplungsfaktor im Verstärker vermieden werden. Dabei muß die Gegenkopplung derart ausgelegt sein, daß die Empfindlichkeit der aktiven Antenne nicht verschlechtert wird. In der unmittelbaren Umgebung einer Sendestation können elektrische Feldstärken von bis zu 100 V/m auftreten. Um in solchen Fällen einen ungestörten Betrieb zu gewährleisten, muß die aktive Antenne abgestimmt werden. In [9.21] sind die Dimensionierungsrichtlinien einer hochselektiven aktiven Antenne dargestellt. Wird eine derartige Antenne durch Vormagnetisierung von Ferritelementen abgestimmt, so wird die Linearität der Antenne durch die Linearität dieser Ferritelemente begrenzt. Im allgemeinen jedoch sollte eine aktive Antenne breitbandig arbeiten. In diesem Fall ist eine breitbandige Gegenkopplung im Verstärker erforderlich.

9.3.6.1 Empfindlichkeit gegengekoppelter Verstärker

In der Schaltung in Bild 9.9 trägt der Gegenkopplungswiderstand $R_a^* + Z_L$ zum Rauschen des Transistors T_1' , dessen Vorwärtssteilheit g_m ist, bei. Die äquivalente Rauschfeldstärke e_a der aktiven Antenne lautet:

$$\sqrt{\frac{e_a^2}{B_c}} \approx \frac{1}{h_{\text{eff}}} \cdot (1 + C_a/C_A) \cdot \sqrt{4 k T_o/g_m} \cdot \sqrt{1 + \frac{G_r}{\beta_2 \cdot \beta_{34}}}, \quad (9.22)$$

wobei der letzte Faktor den Einfluß des Gegenkopplungswiderstandes auf das Rauschen beschreibt. Mit größer werdendem Gegenkopplungsfaktor $G_r = U_{11}/U_{12}$ nimmt das Verhältnis der Spannungen U_{11} zwischen den Klemmen 1 - 1' und der Steuerspannung U_{12} am Transistor T_1 zu. Der Einfluß von U_{11}/U_{12} wird jedoch um den Faktor $\beta_2 \cdot \beta_{34}$ reduziert, wobei β_2 und β_{34} die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren T_2 bzw. T_3, T_4 darstellen.

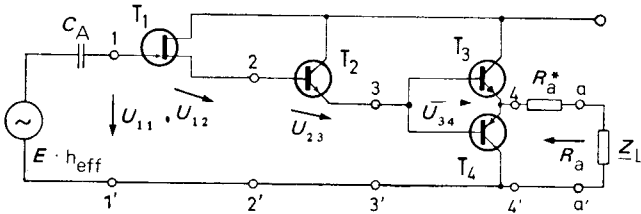


Bild 9.9: Ersatzschaltbild eines hochlinearen Antennenverstärkers mit Gegenkopplung

Im folgenden werden die Kleinsignal-Linearitätseigenschaften der aktiven Antenne untersucht. Dabei werden die Intermodulationsabstände $a_{2,3}$ in dB im Hinblick auf Effekte 2. und 3. Ordnung betrachtet, die von den zwei intermodulierenden Feldstärken $E_{f1} = E_{f2} = E_i$ in Bild 9.10 hervorgerufen werden. Es gibt keine theoretische Grenze des verfügbaren G_r und des erreichbaren $a_{2,3}$; dieses wird vollständig von der Schaltung und den verfügbaren Halbleitern bestimmt. Eine weitere sehr wichtige Kenngröße einer aktiven Antenne ist ihr Dynamikbereich, der den Abstand zwischen dem Rauschpegel einerseits und dem maximal tolerierbaren intermodulierenden Pegel andererseits angibt. Die maximal tolerierbare intermodulierende Feldstärke ist derjenige Wert $E_{it2} = \sqrt{E_{f1} \cdot E_{f2}}$, dessen Intermodulationsprodukt 2. Ordnung dem Rauschpegel $\sqrt{e_a^2}$ der aktiven Antenne gleich ist. Ein ähnlicher Wert in bezug auf Intermodulationsprodukte 3. Ordnung auf den Frequenzen $2f_1 \pm f_2$ bzw. $f_1 \pm 2f_2$ lautet

$E_{it3} = \sqrt{E_{f1}^2 \cdot E_{f2}}$ bzw. $E_{it3} = \sqrt{E_{f1} \cdot E_{f2}^2}$. Damit ist die Dynamik der n ten Ordnung wie folgt definiert:

$$d_n = 20 \cdot \log \frac{E_{itn}}{\sqrt{e_a^2}}. \quad (9.23)$$

Die Dynamik ist in Bild 9.10 eingetragen.

In vielen praktischen Fällen ist das Empfangssystem mehr durch Großsignal-nichtlinearität, wie breitbandige Kreuzmodulation infolge einer nahegelegenen Sendeantenne, gefährdet. In diesem Fall wird der tolerierbare Effektivwert E_{ic} eines unerwünschten amplitudenmodulierten Signals betrachtet, der infolge Kreuzmodulation einen um 20 dB reduzierten Modulationsgrad auf dem Nutzträger hervorruft.

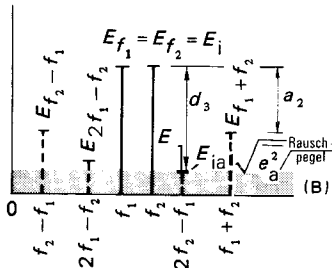


Bild 9.10:
Intermodulationsprodukte durch
unerwünschte Signale

9.3.7 Optimale Höhe einer Breitbandantenne

Für einen vorgegebenen Antennenverstärker ist die minimal erforderliche Höhe h_{min} gemäß Abschnitt 9.3.3 identisch mit der optimalen Antennenhöhe h_{opt} , wenn nichtlineare Effekte berücksichtigt werden. Dies kann mit Hilfe von Bild 9.11 gezeigt werden, wo die Leistungsbeiträge P , P_A und P_a von Gl. (9.2) für eine vorgegebene Feldstärkesituation über der Höhe h einer aktiven Stabantenne aufgetragen sind. Zusätzlich sind die Intermodulationsstörungen P_{i1} , P_{i2} und P_{i3} für unterschiedliche Werte der intermodulierenden Signale $E_{i1} > E_{i2} > E_{i3}$ dargestellt. Die strichpunktierten Kurven beschreiben jeweils die Summe der Störleistungen, und der Abstand vom Nutzsignalpegel P repräsentiert das aktuelle Signal-Störverhältnis, das sich für den zugehörigen Wert E_i einstellt. Dieses Signal-Störverhältnis wird durch die Kurven im unteren Bereich des Bildes beschrieben. h_{min} beschreibt den Punkt für $P_a = P_A$. Wählt man die Antennenhöhe größer als h_{min} , so kann P/P_u durch nichtlineare Effekte stark reduziert werden. Somit repräsentiert h_{min} diejenige Höhe, für die man maximales P/P_u bei maximalen Werten der intermodulierenden Feldstärke E_i erreicht, d. h.:

$$h_{min} = h_{opt}$$

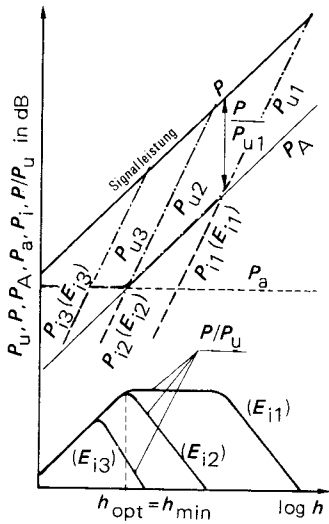


Bild 9.11:
Signal-Störverhältnis in Abhängigkeit von der Antennenhöhe

Wird die Antenne wie in Bild 9.12 auf einen schlanken Mast montiert, so reduzieren sich infolge des Höheneffekts die äquivalente Rauschfeldstärke und die maximal tolerierbare intermodulierende Feldstärke um den Faktor b in dB. Dies bedeutet, daß die Empfindlichkeit des Empfangssystems um diesen Faktor angehoben wird, die Linearität der Antenne jedoch um den gleichen Faktor verkleinert wird. Gemäß Gl. (9.23) wird der Dynamikbereich der Antenne von diesem

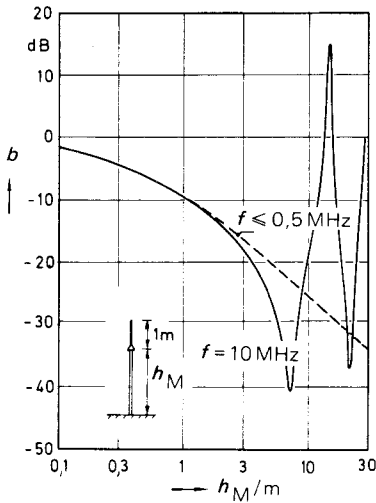


Bild 9.12:
Reduzierung der Störfeldstärken in Abhängigkeit von der Masthöhe

Effekt nicht beeinflusst. Es ist selbstverständlich, daß bei der Auswahl der optimalen Antennenhöhe der Masteffekt berücksichtigt werden muß. Solange h_M kurz ist im Vergleich zur Wellenlänge, ist der Faktor b unabhängig von der Frequenz. Um den Höheneffekt auszugleichen, kann der Antennenstab entsprechend gekürzt werden. Zu hohe und sehr schlanke Maste sollten deshalb in der Praxis wegen ihrer schmalbandigen Resonanzen vermieden werden [9.7].

9.3.8 Erhöhte Linearität durch selektive Gegenkopplung [9.13, 9.17]

Die Gegenkopplung, die in dem Verstärker in Bild 9.9 mit Hilfe von $R_a^* + \underline{Z}_L$ erreicht wird, kann auch in Form einer Resonanzgegenkopplung erreicht werden. Hierzu kann sehr vorteilhaft der Eingang des Empfängers in Bild 9.13 herangezogen werden. Anstelle der Impedanz $R_a^* + \underline{Z}_L$ in Bild 9.9 ist eine Leitung angeschlossen, die an ihrem Ende mit dem Serienresonanzkreis am Empfängereingang abgeschlossen ist. Im Gegensatz zu einer passiven Antenne ist der Ausgang der aktiven Antenne niederohmig zwischen den Klemmen a und a'.

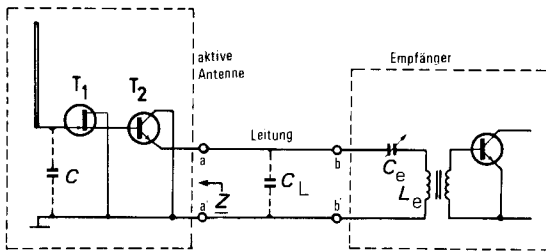


Bild 9.13:
Aktive Antenne mit
Breitbandverstärker und
selektiver Rückkopplung

Demnach hat die Kapazität C_L der Leitung keinen Einfluß auf die Resonanzfrequenz des Kreises, solange die Leitung kurz ist im Vergleich zur Wellenlänge. Die Eingangsimpedanz der Leitung bei den Klemmen a und a' ist nur in der Umgebung der Resonanzfrequenz des Resonanzkreises niederohmig und ist hochohmig bei allen anderen Frequenzen. Signale abseits von der Resonanzfrequenz sollen vom Empfänger ferngehalten werden. Die selektive Gegenkopplung verleiht dem Verstärker extrem gute Kreuzmodulations- und Intermodulations-eigenschaften. Dadurch wird selbst in unmittelbarer Umgebung von leistungsstarken Sendern ein Betrieb ohne nichtlineare Störung möglich. Bei geeigneter Dimensionierung des Kreises tritt kein Empfindlichkeitsverlust auf und die Überlegungen in Abschnitt 9.3.5 treffen unverändert zu. Diese aktive Antenne löst das Empfindlichkeitsproblem breitbandig in Kombination mit allen Vorteilen im Hinblick auf die Linearität einer abgestimmten Eingangsstufe. Sie besitzt dabei den besonderen Vorteil, daß das Abstimmelement weiterhin im Empfänger untergebracht wird. Dieses Prinzip wurde bisher erfolgreich in einer aktiven Auto-

antenne angewandt. Dabei wird der Eingangsresonanzkreis des Standard AM-Empfängerteils zur selektiven Gegenkopplung am Antennenausgang herangezogen [9.13, 9.17].

In Abschnitt 9.3.3 wurde gezeigt, daß die kapazitive Abstimmung einer kapazitiven Antenne die Empfindlichkeit verschlechtert. Aus diesem Grund muß die Abstimmung von AM-Autoradios induktiv, d. h. mit technisch unbequemen Variometern erfolgen. Mit der Schaltung in Bild 9.13 wird das Empfindlichkeits- und das Selektionsproblem getrennt gelöst. Deshalb kann man ohne Nachteile eine kapazitive Abstimmung einführen [9.17].

9.4 Antennengruppen [9.18 – 9.20]

9.4.1 Gegenseitige Verkopplung [9.18, 9.19]

Eine wichtige Eigenschaft für den Einsatz von transistorisierten Empfangsantennen in Antennengruppen ist die kleine gegenseitige Verkopplung zwischen benachbarten Antennenelementen. Bei symmetrischen Antennen ist die Kopplung zwischen benachbarten Antennenelementen auf die Verkopplung durch das rückgestrahlte Feld E_R beschränkt. Mit Monopolen über Grund kommt wegen der endlichen Leitfähigkeit des Bodens ein weiterer Verkopplungsbeitrag hinzu. In [9.18, 9.19] werden beide Verkopplungseffekte zwischen aktiven Antennen bzw. passiven Antennen für ein Adcock-Peilantennensystem miteinander verglichen. Das Verhältnis der erforderlichen Abstände zwischen zwei Antennenelementen für 10 % rückgestrahlte Feldstärke für kurze aktive und kurze passive Antennen lautet wie folgt:

$$\frac{r_{\text{passiv}}}{r_{\text{aktiv}}} \approx \frac{2}{3} \cdot \sqrt[4]{\frac{T_A}{T_o}} \cdot \sqrt[4]{\frac{F_r - 1}{Z_L / 50 \Omega}} \cdot \sqrt{\frac{Z_o}{R_e}} \cdot \frac{1}{1 + \varepsilon} \cdot \frac{1}{\sqrt{c / (10 \frac{\text{pF}}{\text{m}})}} \quad (9.24)$$

mit ε aus Gl. (9.18).

In Bild 9.7 ist der minimal erforderliche Abstand r für weniger als 10 % rückgestrahlte Feldintensität am Ort der benachbarten Antenne aufgetragen. Die unter gestrichelte Kurve trifft für aktive und die obere gestrichelte Kurve für passive Stabmonopole zu, wenn beide optimale Höhe h_{opt} besitzen. Die dargestellten Ergebnisse zeigen die Überlegenheit der aktiven Antenne in dieser Hinsicht. Der erforderliche Abstand zwischen benachbarten aktiven Antennen ist umso kleiner, je größer der Grenzkreis in der Impedanzebene ist, und ist umso größer, je größer die Leistungsfehlانpassung ist, die unter diesen Umständen erreicht wird. Wegen der kleinen gegenseitigen Verkopplung und der sehr breitbandigen Strahlungsdiagramme, die mit der kleinen optimalen Höhe einhergehen, stellt der