

Messung und Überwachung von Satellitensignalen mit Spektrum-Analysatoren der NRA-Familie

basierend auf Anforderungen von Satellitenbetreibern, Teleports und SNG-Operatoren

Die Messung und Überwachung der Signale in Satellitenübertragungssystemen ist so vielfältig wie die Aufgaben der daran Beteiligten.

Satellitenbetreiber sind normalerweise daran interessiert, dass die Transpondernutzung hinsichtlich Qualität und Umfang den Kriterien entspricht, die mit den Nutzern vereinbart sind, was u. a. auch die Detektion von eventuellen Störsignalen einschließt.

Teleportbetreiber sind daran interessiert, dass sie mit den Übertragungssystemen die Ressourcen, insbesondere das Raumsegment, möglichst gut ausnutzen. Dazu werden einerseits die Sendesignale überwacht, wozu im Mehrträgerbetrieb auch die Überprüfung des Spektrums hinsichtlich unerwünschter Intermodulationsprodukte gehört. Bei Stationen mit Uplink Power Control ist es zudem notwendig, die Dämpfungseffekte der Atmosphäre als Eingangswert für die Leistungseinstellung zeitnah zu ermitteln. Zudem kann im Teleport auch die vom Satelliten abgestrahlte Leistung der einzelnen Signale ermittelt werden.

SNG-Operatoren benötigen während des Line-up Unterstützung bei der Antennenausrichtung und während des Betriebs eine Überwachung des Sendesignals. Sinnvoll ist auch die Auswertung der Empfangssignale, um beispielsweise Beeinträchtigungen der Übertragungsstrecke durch Hindernisse etc. zu erkennen.

Die folgende Application Note beschreibt beispielhaft Messprinzipien, welche die genannten Anwendungen abdecken und für die die Spektrum-Analysator-Familie NRA von Narda besonders geeignet ist.

Inhalt

1	Typische Messkonfiguration	Seite	2
2	Überwachung des Sendespektrums	Seite	3
3	Messung des Empfangsspektrums	Seite	6
4	Ermittlung der Empfangssignalqualität	Seite	8
5	Bestimmung der Empfangssystemgüte (G/T)	Seite	8
6	Ermittlung der atmosphärischen Dämpfung	Seite	11
7	Messungen im Zeitbereich (Scope Mode) mit dem NRA	Seite	13
	Anhang: Hinweise, Formeln und Abkürzungen	Seite	14

Autor: Dr.-Ing. Gerhard Bommas

© 2012

Narda Safety Test Solutions GmbH
Sandwiesenstr. 7

72793 Pfullingen, Deutschland

Tel.: +49 7121 9732-0

Fax: +49 7121 9732-790

E-mail: support@narda-sts.de

www.narda-sts.de

1 Typische Messkonfiguration

Satellitenkommunikationsstationen haben meist interne Schnittstellen im L-Band, d. h. im Frequenzbereich 950 MHz – 2.150 MHz. In diesem breiten Bereich kann das Spektrum vieler Transponder gleichzeitig dargestellt werden. Häufig umfasst dieser 1,2 GHz breite Frequenzbereich sogar alle Transponder eines Satelliten.

Weniger häufig sind die ZF-Schnittstellen bei 70 MHz bzw. 140 MHz, die jeweils das Frequenzband nur eines Satellitentransponders umfassen.

Der Anschluss des NRA ist in beiden Frequenzebenen möglich, wobei Messungen im L-Band den Vorteil bieten, dass das Frequenzband nahtlos einschließlich der Lücken zwischen den Transpondern ausgewertet werden kann.

Ein besonderer Vorteil des NRA ist dabei, dass eine sehr feine Frequenzauflösung der Messung durch die sehr hohe Zahl von Abtastwerten (≤ 27.517) pro Scan möglich ist und diese in vergleichsweise kurzer Zeit (typ. 0,2 s) erfolgt.

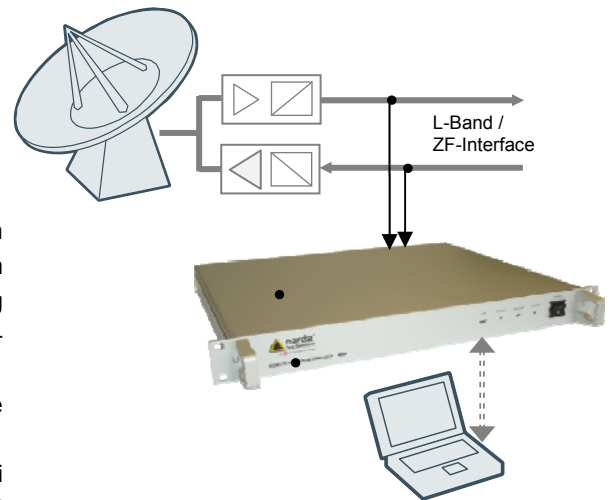


Bild 1: Typische Anschlusskonfiguration in der L-Band / ZF-Ebene des Empfangs- oder Sendezugs, ggf. mit Umschalter

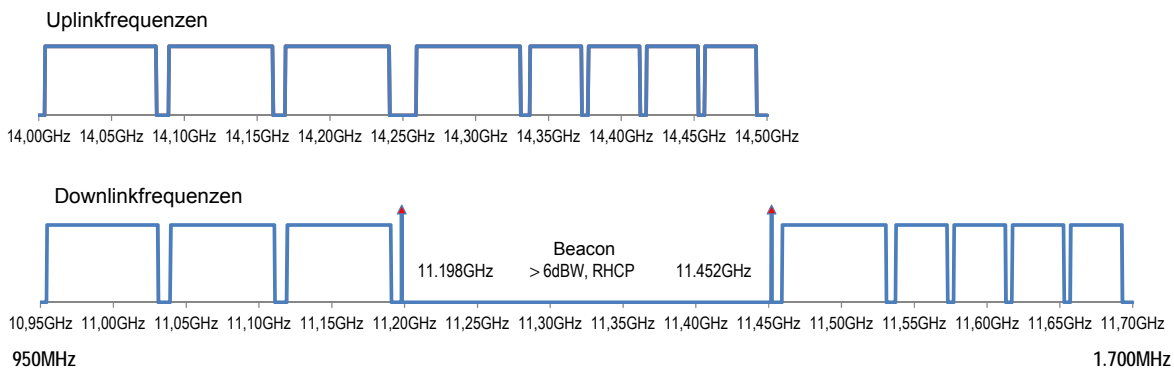


Bild 2: Frequenzplan eines INTELSAT IX Spot beam

Grundsätzlich ist beim Anschluss eines Spektrum-Analysators an das Empfangssystem einer Bodenstation zu beachten, dass dessen Rauschzahl möglicherweise den gemessenen Pegel des Systemrauschens beeinflusst. Wenngleich der NRA eine deutlich geringere Rauschzahl als die meisten Geräte am Markt aufweist (im L-Band < 19 dB), so empfiehlt es sich doch eine Pegelabschätzung bezüglich des Rauschens zu machen. Die Rechnungen in Bild 3 mögen etwas ungewohnt erscheinen, aber die Rauschleistung bzw. die spektrale Rauschleistungsdichte N_0 sind mit der Rauschtemperatur T durch die Gleichung $N_0 = k \cdot T$ verknüpft. Die Rauschtemperatur wird daher durch die Systemelemente genauso verstärkt/gedämpft wie die Signalleistung. Allerdings liefern diese jeweils noch einen zusätzlichen Beitrag zur Rauschtemperatur. Dieser ist $T = (10^{a/10} - 1) 290$ K bei einem Dämpfungsglied bzw. $T = (10^{NF/10} - 1) 290$ K bei einem aktiven Element mit der Rauschzahl NF (siehe Anhang).

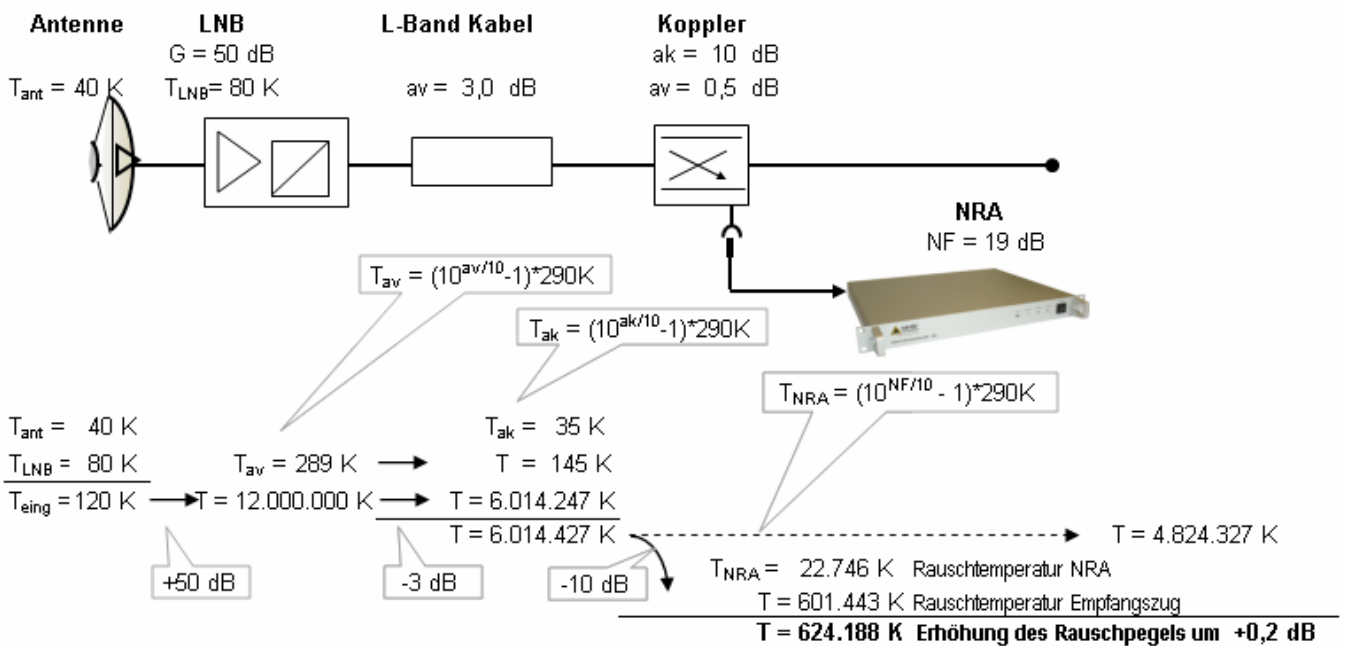


Bild 3: Berechnung der Rauschtemperatur

Im gezeigten Beispiel wird bei Messungen mit dem NRA und bei Verwendung eines 10-dB-Kopplers die Anhebung des Rauschpegels auf < 0,2 dB begrenzt. Bei vielen Konkurrenzprodukten kann dies aufgrund von deren höherer Rauschzahl nur bei direktem Anschluss am Kabel erreicht werden.

2 Überwachung des Sendespektrums

Bei der Satellitenübertragung sind im Wesentlichen zwei Arten der Transpondernutzung zu unterscheiden:

- der Betrieb mit einem einzelnen (breitbandigen) Trägersignal pro Transponder (z. B. für TV-Broadcast)
- der Mehrträgerbetrieb (multi carrier), bei dem im Allgemeinen von mehreren Stationen die verschiedenen Signale erzeugt werden, die dann gleichzeitig über den Transponder geführt werden. Die einzelne Station kann in diesem Fall einen oder auch mehrere Träger senden.

Da bei der Satellitenübertragung sowohl Leistung als auch Bandbreite gleichermaßen begrenzte Ressourcen sind, werden die einzelnen Übertragungskanäle üblicherweise mit relativ geringem Frequenzabstand festgelegt, um die Bandbreite maximal auszunutzen.

Messung des Sendesignals im Einzelträgerbetrieb der Station

Durch die Überwachung des Sendesignals wird sichergestellt, dass dessen Spektrum eine vorgegebene Maske einhält. Diese ist definiert durch die untere und obere Grenzfrequenz, durch die Leistung, aber auch durch den Abstand der spektralen Seitenlinien vom zentralen Leistungsniveau des Signals.

Bei vielen modulierten Signalen und insbesondere bei solchen mit digitaler Phasenmodulation nimmt die relative Höhe der spektralen Seitenlinien überproportional stark zu, je mehr die Systemkomponenten im nichtlinearen Bereich, d. h. in der Nähe der Sättigung betrieben werden. Durch diese Erhöhung der Leistung in den Seitenlinien (so genanntes „spectrum regrowth“) entstehen dann Störungen der Nachbarkanäle und deshalb ist von den Satellitenbetreibern üblicherweise ein Abstand von ≥ 26 dB der spektralen Leistungsdichte (gemessen in einer Bandbreite von ca. 4 kHz) spezifiziert.

Die Überwachung dieses Seitenlinienabstands ist vor allem bei TV-Sendestationen und hier insbesondere bei SNG-Sendern sinnvoll, insbesondere dann, wenn zum Ausgleich einer starken Regendämpfung in der Uplink der Sendepiegel erhöht wird.

Zur Durchführung dieser Messungen wird der NRA so eingestellt, dass der Abstimmbereich mindestens den dreifachen Wert der Signalbandbreite umfasst, damit die unteren und oberen Seitenlinien vollständig dargestellt werden. Für eine automatisierte Auswertung der vom NRA gelieferten Messergebnisse kann in einem angeschlossenen Rechner die Einhaltung der Sendemaske durch den Vergleich der Soll-/Ist-Werte überprüft werden.

Deutlich einfacher, mit wesentlich geringerem Datentransfer zwischen NRA und dem Rechner, und vor allem mit einem vernachlässigbaren Programmieraufwand ist die automatisierte Überwachung der Sendemaske realisierbar, wenn der NRA mit der Option „Multi Channel Power“ ausgestattet ist. Dazu werden drei Messkanäle so festgelegt, dass der mittlere Kanal gerade die Sollbandbreite des Signals umfasst und auf beiden Seiten davon jeweils ein Kanal mit etwa 70 % von dessen Breite, der die jeweilige Seitenlinie einhüllt. In diesen drei Kanälen wird dann jeweils die Signalleistung durch den NRA ermittelt.

Neben der Überprüfung des Pegelunterschieds zwischen dem Zentrum und den Seitenlinien des Spektrums kann auch noch gleichzeitig die Frequenz überwacht werden. Denn ist die Sendefrequenz verschoben, so zeigen die beiden seitlichen Kanäle einen deutlichen Leistungsunterschied, der bereits bei einer relativ geringen Verschiebung des leistungsstarken Signals auftritt. Dann wird in dem betreffenden seitlichen Kanal die an sich geringe Leistung der Seitenlinie stark erhöht. Eine Frequenzverschiebung um < 1 % der Signalbandbreite gibt eine

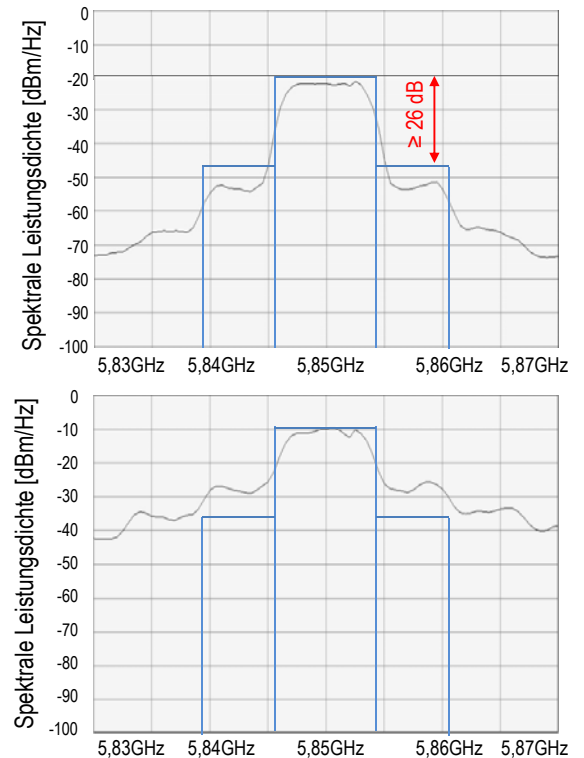


Bild 4 oben: Hier wird der geforderte Abstand der Seitenlinien eingehalten.

Bild 4 unten: Hier wird der Verstärker bei geringem „Back-off“ betrieben, d. h. die Ausgangsleistung ist nahe am Sättigungswert und die Seitenlinien des Signalspektrums überschreiten den Grenzwert.

Leistungserhöhung im anschließenden Kanal um ≥ 3 dB, wenn die Leistung des Seitenbands um ≥ 26 dB unter dem Sollsinalpegel liegt.

Messung des Sendesignals im Mehrträgerbetrieb der Station

Die Überprüfung der Sendesignale hinsichtlich der vorgegebenen Spektralmasken ist natürlich auch im Mehrträgerbetrieb erforderlich. Allerdings gibt es hier weitere Eigenschaften des Sendesignals, die überprüft werden müssen.

Während im Einzelträgerbetrieb bei einem nichtlinearen Verstärker nur eine Anhebung der Seitenlinien mit zunehmender Aussteuerung des Verstärkers auftritt, entstehen beim Mehrträgerbetrieb auch noch Intermodulationsprodukte (IM) der Signale. Dabei treten vor allem die Produkte dritter Ordnung $2 \cdot f_i - f_j$ und $f_i + f_j - f_k$ meist als Störungen innerhalb des Sendefrequenzbandes auf.

Für die Überwachung der Leistung der IM-Produkte bzw. des Abstands von den eigentlichen Sendesignalen wird am zweckmäßigsten eine Pegelmessung beim schwächsten Signal und dem größten IM-Produkt durchgeführt. Auch hier können mit der NRA Option „Multi Channel Power“ die zu messenden Frequenzintervalle so definiert werden, dass die Überwachung des Pegelabstands einfach möglich ist.

Bei Mehrträgerbetrieb wird im Allgemeinen angestrebt, dass die Leistungsdichte der Störer um > 30 dB unter derjenigen der Nutzsignale liegt. Werden Stör- und Nutzsignalleistung in unterschiedlicher Bandbreite gemessen (wenn beispielsweise der Störer in einer schmalen Lücke zwischen den Nutzsignalen liegt), so müssen die Leistungen auf eine gleiche Bezugsbandbreite (typ. 4 kHz) umgerechnet werden. Dazu wird die jeweilige Messbandbreite durch 4 kHz dividiert und das Ergebnis in dB = $(10 \cdot \log(BW[\text{kHz}] / 4[\text{kHz}]))$ von der jeweiligen, in dBm gemessenen Leistung subtrahiert.

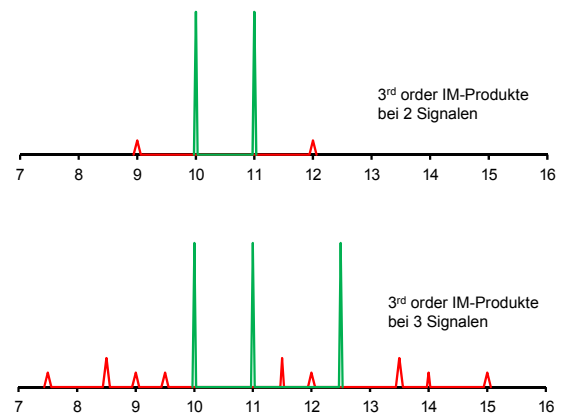


Bild 5: Intermodulationsprodukte 3-ter Ordnung. Bei einer Erhöhung der Ausgangsleistung des Sendeverstärkers um 1 dB reduziert sich der Störabstand um 2 dB.

3 Messung und Überwachung des Empfangsspektrums

Die Messung des Empfangsspektrums ergibt Aufschluss über die Qualität des Empfangssignals. Neben einer visuellen Beurteilung des Spektrums kann insbesondere die Frequenzlage der Empfangssignale, deren Leistung und der jeweilige Signal-zu-Rausch-Abstand ermittelt werden.

Frequenzmessung der Signale

Voraussetzung für eine genaue Messung der Empfangsfrequenzen bei Anschluss des NRA in der L-Band bzw. ZF-Ebene sind entsprechend stabile, üblicherweise auf eine präzise 10 MHz Referenzquelle synchronisierte Empfangsumsetzer.

Diese Messung wird über die Bandbreite eines Transponders (üblich 36 MHz oder 72 MHz) oder auch nur über die interessierenden Teilbereiche durchgeführt.

Die untere und obere Grenzfrequenz der Signale werden am einfachsten durch die Detektion der steigenden bzw. fallenden Flanke des Spektrums detektiert.

Wird durch das auswertende Programm eine Erhöhung des Signalpegels von einem Abtastwert zum nächsten um ca. > 3 dB erkannt und liegen auch die folgenden Werte in mindestens auf diesem Niveau, so wurde die untere Grenzfrequenz eines Signals ermittelt.

Fällt andererseits der Signalpegel von einem Abtastwert zum nächsten um ca. > 3 dB und sind die folgenden Werte nicht größer, so wurde die obere Signalfanke detektiert. Die obere Grenzfrequenz ist dann erreicht, wenn der Signalpegel um ca. 3 dB über dem Mittelwert von mehreren danach folgenden Werten liegt.

Entscheidend für die Genauigkeit bei dieser Ermittlung der Frequenzgrenzen sind die Geräteeinstellungen Auflösungsbandbreite (RBW) und Mittelung (Avg) bzw. Videofilterung (VBW).

Mit deutlich geringerem Datentransfer zwischen NRA und dem Auswerterechner kann mit der Option „Multi Channel Power“ die Ermittlung der Frequenz folgendermaßen durchgeführt werden. Auf beiden Seiten des Signals wird jeweils ein sehr schmaler Messkanal definiert, der direkt an den Kanal mit der Signalbandbreite in der Mitte anschließt. Werden in den schmalen seitlichen Kanälen unterschiedliche Pegel gemessen, so liegt die Mittenfrequenz des Signals nicht in der Mitte der Kanäle. Die Frequenzen der Messkanäle werden dann durch den angeschlossenen Rechner so lange in gleichen Frequenzschritten erhöht bzw. verringert, bis man für die beiden Seitenkanäle annähernd gleiche Leistungspegel erhält.

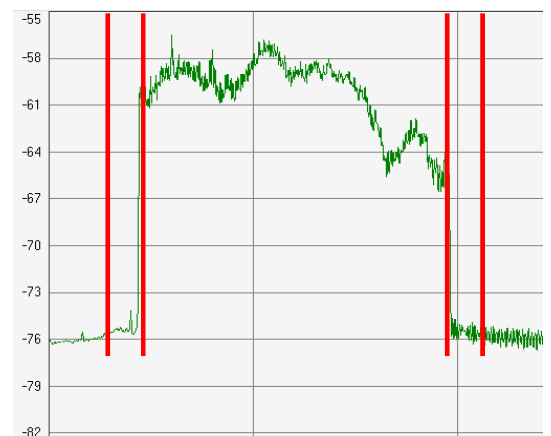
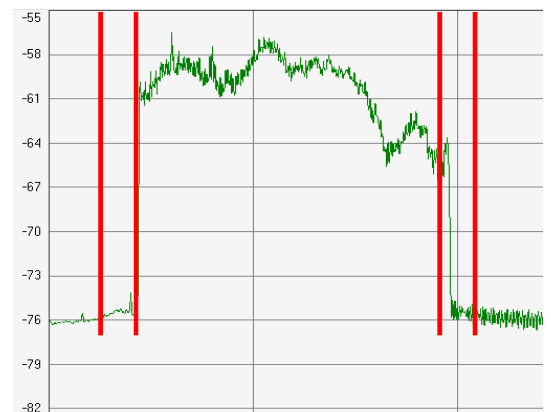


Bild 6: Ermittlung der Frequenz im MCP-Mode (auf beiden Seiten schmale Kanäle, mit etwa doppelter Breite der Flanke).

Oben sind die in den Seitenkanälen gemessenen Leistungen deutlich unterschiedlich, das Signal liegt nicht in der Mitte; unten zeigen die Leistungen geringen Unterschied, das Signal liegt in der Mitte

Ermittlung der Signalpegel am Transponderausgang

Für diese Messung werden alle Leistungswerte auf den üblicherweise sehr stabilen Pegel bzw. die abgestrahlte Leistung (Effective Isotropic Radiated Power = EIRP) einer Satellitenbake bezogen.

Im ersten Schritt der Messung wird innerhalb eines Fensters von ± 50 kHz Breite die Satellitenbake gesucht und bezüglich der Empfangsleistung mit einer RBW von ca. 2 kHz vermessen

Dann werden die Leistungen der einzelnen Empfangssignale im „Multi Channel Power Mode“ ermittelt. Durch Vergleich mit dem gemessenen Bakenpegel und mit dessen bekannter Strahlungsleistung können dann die EIRP-Werte der Signale ermittelt werden. Neben dem Wert der EIRP, der im Zentrum der Ausleuchtzone (CoC = Center of Coverage) angegeben wird, muss auch bekannt sein, um wie viel dB der Wert am Empfangsort unter diesem Maximalwert liegt (Ablage des CoC).

Vorteil dieses Messverfahrens ist es, dass Verluste der Abwärtsstrecke (Downlink), z. B. Regendämpfung, durch den Leistungsvergleich eliminiert werden.

Beacon (INTELSAT 903)

Beacon EIRP	12,0 dBW	Polarisation RHCP
Beacon Frequenz	11.452 MHz	
Dämpfung Downlink	205,7 dB	
Verlust Empfang lineare Polarisation	3,0 dB	
Ablage vom CoC (Mittelpkt. Footprint)	1,5 dB	

SNG Empfangssystem

Antennengewinn 1,2 m	41,0 dBi	
Rauschtemperatur cs (clear sky)	150 K	
Regendämpfung 1,5 dB		85 K
Systemgüte G/T	19,2 dB/K	17,3 dB/K

C/N₀ bei Clear Sky

EIRP - ΔG + G/T - L - k =	12,0 - 3,0 - 1,5 + 19,2 - 205,7 + 228,6 [dBHz]
C/N ₀ cs	49,7 dBHz

C/N₀ bei 1,5 dB Regendämpfung

EIRP - ΔG + G/T - L - a _r - k =	12,0 - 3,0 - 1,5 + 17,3 - 205,7 - 1,5 + 228,6 [dBHz]
C/N ₀ 1,5dB	46,2 dBHz

S/N in RBW

Resolution Bandwidth (RBW)	5 kHz	2 kHz	1 kHz
	37 dBHz	33 dBHz	30 dBHz
S/N cs	12,7 dB	16,7 dB	19,7 dB
S/N 1,5dB	9,2 dB	13,2 dB	16,2 dB
Resulierender Pegelmessfehler bei cs	$\pm 0,23$ dB	$\pm 0,09$ dB	$\pm 0,05$ dB
ohne Mittelung der Messwerte bei 1,5dB	$\pm 0,49$ dB	$\pm 0,20$ dB	$\pm 0,10$ dB

Bild 7: Ermittlung des Bakenpegels als Referenzgröße. Die RBW wird weit reduziert, dass das Bakensignal gerade noch komplett in eine Bandbreite passt.

4 Ermittlung der Empfangssignalqualität

Die Empfangssignalqualität wird üblicherweise durch das Verhältnis Signal-zu-Rauschleistungsdichte (C/N_0) definiert. Darin bezeichnet C die Leistung des Signals und N_0 die spektrale Rauschleistungsdichte, d. h. die Rauschleistung pro Hz.

Die Leistung der einzelnen Signale wird entweder mit der Funktion „SPECTRUM_BI_VALUE“ des NRA durch Integration innerhalb der Signalbandbreite bestimmt oder wie oben beschrieben im „Multi Channel Power Mode“ gleichzeitig für mehrere Kanäle ermittelt.

In gleicher Weise wird dann auch die Rauschleistung in den Lücken zwischen den Nutzsignalen gemessen. Dazu wird ein Messkanal entsprechender Breite definiert. Die Rauschleistungsdichte N_0 wird durch Division der im jeweiligen Kanal gemessenen Rauschleistung durch dessen Messbandbreite errechnet. In dBm/Hz ausgedrückt ist dann die Rauschleistungsdichte $N_0[\text{dBm/Hz}] = N[\text{dBm}] - 10 \cdot \log(f_{\text{max}} - f_{\text{min}})[\text{dBHz}]$. Es empfiehlt sich, für die Messung der Rauschleistung schmale Kanäle (Fenster) möglichst nahe zu den Nutzsignalen zu definieren, da eigentlich der Wert des Rauschens innerhalb der Signalbandbreite für die Signalgüte entscheidend ist.

Da ein Spektrum-Analysator grundsätzlich in den Kanälen die Summe der Leistungsanteile ($C + N$) misst, wird der Wert $(C + N)/N$ [dB] als Differenz in der Anzeige zwischen Signal und Rauschen dargestellt. Es muss noch folgende Umrechnung erfolgen, um den Wert C/N [dB] bzw. E_s/N_0 [dB] zu erhalten (darin ist E_s die Energie pro Symbol):

$$\frac{C}{N}[\text{dB}] = 10 \cdot \log \left(10^{\frac{(C+N)/N[\text{dB}]}{10}} - 1 \right) = \frac{E_s}{N_0}$$

Wichtig ist dabei, dass die Bandbreite, in der $(C + N)$ gemessen wird, etwa der 3-dB-Bandbreite des Signals entspricht.

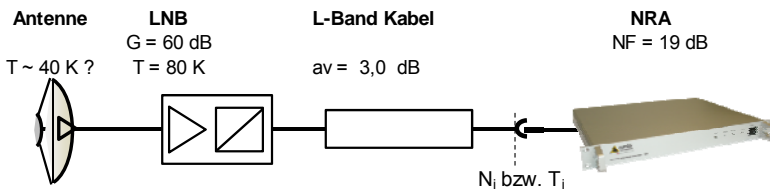
5 Bestimmung der Empfangssystemgüte (G/T)

Die Empfangssystemgüte (G/T) ist entscheidend für die Empfangsqualität einer Station (siehe Erläuterung im Anhang). Sie errechnet sich als Verhältnis von Antennengewinn und Systemrauschtemperatur ($T_{\text{Ant}} + T_{\text{LNB}}$) bezogen auf den Eingang des Vorverstärkers. Bei der Rechnung in dB wird die Systemrauschtemperatur vom Antennengewinn subtrahiert $(G/T)[\text{dB/K}] = G[\text{dB}] - T[\text{dBK}]$.

Systemrauschtemperatur

Ist die Rauschtemperatur des Vorverstärkers (Low Noise Amplifier LNA oder Low Noise Block-Converter LNB) bekannt, dann kann mit dem untenstehenden Aufbau recht einfach die Systemrauschtemperatur ($T_{Ant} + T_{LNB}$) ermittelt werden. Dabei ist ein besonders einfacher Messaufbau möglich, wenn der NRA mit der Option „LNB Control“ ausgestattet ist, da keine weiteren Geräte erforderlich sind.

Dazu wird bei einer ersten Messung die Antenne unter Beibehaltung des Elevationswinkels vom Satelliten weggefahren, damit kein Signal von diesem empfangen wird, das die Messung von N_1 beeinträchtigt (N_1 ist die Rauschleistung, die bei Ausrichtung auf den Himmel gemessen wird).



$$T_1 = G/a_v \cdot (T_{Ant} + T_{LNB}) + T_{NRA}$$

$$T_2 = G/a_v \cdot (T_{Absorb} + T_{LNB}) + T_{NRA}$$

Gemessen wird in gleichbleibender Bandbreite BW die Rauschleistung $N_i = k \cdot T_i \cdot BW$

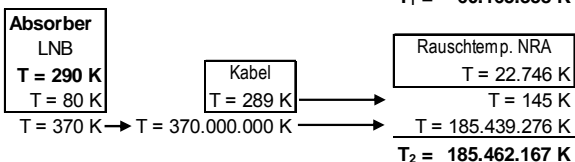
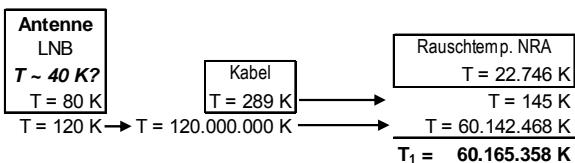
$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{(T_{Absorb} + T_{LNB}) + T_{NRA}/(G/a_v)}{(T_{Ant} + T_{LNB}) + T_{NRA}/(G/a_v)}$$

$$T_{Ant} + T_{LNB} = (T_{Absorb} + T_{LNB}) \cdot \frac{N_1}{N_2} + T_{NRA} \cdot \frac{a_v}{G} \cdot \left(1 - \frac{N_1}{N_2}\right)$$

Bei einem hinreichend großen Wert von G/a_v , bzw. kleinen Wert von T_{NRA} gilt:

$$T_{Ant} + T_{LNB} \approx (T_{Absorb} + T_{LNB}) \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad \text{mit dem Messfehler} \quad T_{Fehler} = T_{NRA} \cdot \frac{a_v}{G} \cdot \left(1 - \frac{N_1}{N_2}\right)$$

Für des Beispielsystem gilt:



Durch das Rauschen des NRA wird N_1 bzw. T_1 und ebenso N_2 erhöht.

Der Fehler beträgt in diesem Fall allerdings nur $T_{Fehler} = 0,03$ K

Bild 8: Ermittlung des Systemrauschens
($T_{Ant} + T_{LNB}$)

Für die zweite Messung wird das Feed-System der Antenne komplett mit Absorbermaterial abgeschirmt. Dessen Wirkung kann ggf. zuvor dadurch verifiziert werden, dass bei Ausrichtung auf den Satelliten die Signale völlig im Rauschen verschwinden. Nun wird bei gleicher Einstellung des NRA die Leistung N_2 und – wenn eine erhöhte Genauigkeit gefordert wird – auch die Temperatur T_{Absorb} gemessen. Für diese Messung müssen weder der Gewinn G des LNB noch die Kabeldämpfung a_v bekannt sein, denn diese stehen nur in dem zweiten Summanden der Formel, und dieser kann vernachlässigt werden, was einen Fehler T_{Fehler} zur Folge hat. Hier wird nun der Vorteil der erheblich kleineren Rauschzahl des NRA deutlich, denn diese geht wegen $T_{\text{NRA}} = (10^{(NF[\text{dB}]/10)} - 1) \cdot 290[\text{K}]$ direkt in den Fehler ein.

Sollte bei der Ermittlung des G/T die Rauschtemperatur des Vorverstärkers T_{LNB} nicht bekannt sein, so kann diese mit einem ähnlichen Verfahren ermittelt werden.

Dazu wird die Antenne durch eine Rauschdiode ersetzt, die durch Ein- und Ausschalten einer Gleichspannung zwischen zwei bekannten Rauschtemperaturen umgeschaltet werden kann: T_{hot} wenn die Spannung anliegt und $T_{\text{cold}} \sim 290 \text{ K}$ wenn keine Spannung anliegt.

Es gelten dann wiederum die gleichen Gleichungen wie oben, es wird lediglich T_{Absorb} durch T_{hot} und T_{Ant} durch T_{cold} ersetzt. Man erhält dadurch die nebenstehende Gleichung. Der Summand mit T_{NRA} kann wiederum meist vernachlässigt werden, zumindest wenn mit einem rauscharmen Gerät wie z.B. mit dem NRA gemessen wird.

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{(T_{\text{hot}} + T_{\text{LNB}}) + T_{\text{NRA}} / (G/a_v)}{(T_{\text{cold}} + T_{\text{LNB}}) + T_{\text{NRA}} / (G/a_v)}$$

$$T_{\text{LNB}} = \frac{T_{\text{hot}} \cdot N_1/N_2 - T_{\text{cold}}}{(1 - N_1/N_2)} + T_{\text{NRA}} \cdot \frac{a_v}{G}$$

Ermittlung der Rauschtemperatur des Vorverstärkers

Antennengewinn

Ist der Gewinn der Antenne nicht bekannt, so kann auch dieser mit Hilfe einer Messung mit dem NRA ermittelt werden. Dazu wird die Antenne auf einen Satelliten ausgerichtet und mit dem NRA wird dessen Bakenpegel gemessen. Dann wird zuerst in Azimutrichtung die Antenne so weit weggefahren, dass der Pegel um 3 dB und danach um 10 dB absinkt. Dabei werden die jeweiligen Winkelwerte erfasst. Dann wird in Gegenrichtung zuerst die Satellitenposition angefahren und danach wiederum die Winkel ermittelt, an denen der Pegel um 3 dB und 10 dB abgefallen ist. In gleicher Weise werden die entsprechenden Winkel bei Bewegung in Elevationsrichtung erfasst.

Sind außer den Messwerten des NRA auch die Winkelwerte der Antenne zeitsynchron erfasst worden, so ist die Auswertung nach nebenstehenden Formeln besonders einfach und genau.

Von dem so über das Diagramm ermittelten Gewinn infolge der „Richtwirkung“ der Antenne sind dann noch die Verluste des Speisesystems (einige Zehntel dB) abzuziehen, um den effektiven Gewinn der Antenne bezogen auf zu LNB-Eingang zu erhalten.

$$G = 31.000 / (\Delta\varphi_{\text{az}} \cdot \Delta\varphi_{\text{el}}) \quad \Delta\varphi \text{ ist die 3 dB Keulenbreite}$$

$$G = 44,9 [\text{dB}] - 10 \cdot \log(\Delta\varphi_{\text{az}} [^\circ]) - 10 \cdot \log(\Delta\varphi_{\text{el}} [^\circ])$$

$$G = 91.000 / (\Delta\varphi_{\text{az}} \cdot \Delta\varphi_{\text{el}}) \quad \Delta\varphi \text{ ist die 10 dB Keulenbreite}$$

$$G = 49,6 [\text{dB}] - 10 \cdot \log(\Delta\varphi_{\text{az}} [^\circ]) - 10 \cdot \log(\Delta\varphi_{\text{el}} [^\circ])$$

Ermittlung des Antennengewinns aus der Messung der Keulenbreite

6 Abschätzung der atmosphärischen Dämpfung aus der Empfangssignalqualität

Die genaue Ermittlung der atmosphärischen Dämpfung erfolgt mithilfe eines Radiometers, das zur Kalibrierung einen Schalter vor dem Vorverstärker (LNB) aufweist, mit dem alternativ die Empfangsantenne oder die schaltbare Referenzsignalquelle mit den bekannten Rauschtemperaturen T_{hot} und T_{cold} durchgeschaltet werden.

Wesentlich einfacher ist das folgende Verfahren zur Abschätzung der Atmosphärendämpfung aus dem Signal-zu-Rausch-Abstand der Satellitenbake.

Bei Regen liege der gemessene Bakenpegel im nachfolgenden Beispiel um 2,9 dB unter dem Wert bei Clear Sky. Dass diese Reduktion des Pegels nicht durch eine Verringerung des Sendepiegels (EIRP) der Bake verursacht wird, kann durch die Erhöhung der Rauschtemperatur bzw. der Rauschleistungsdichte $N_0 = k \cdot T$ einfach verifiziert werden.

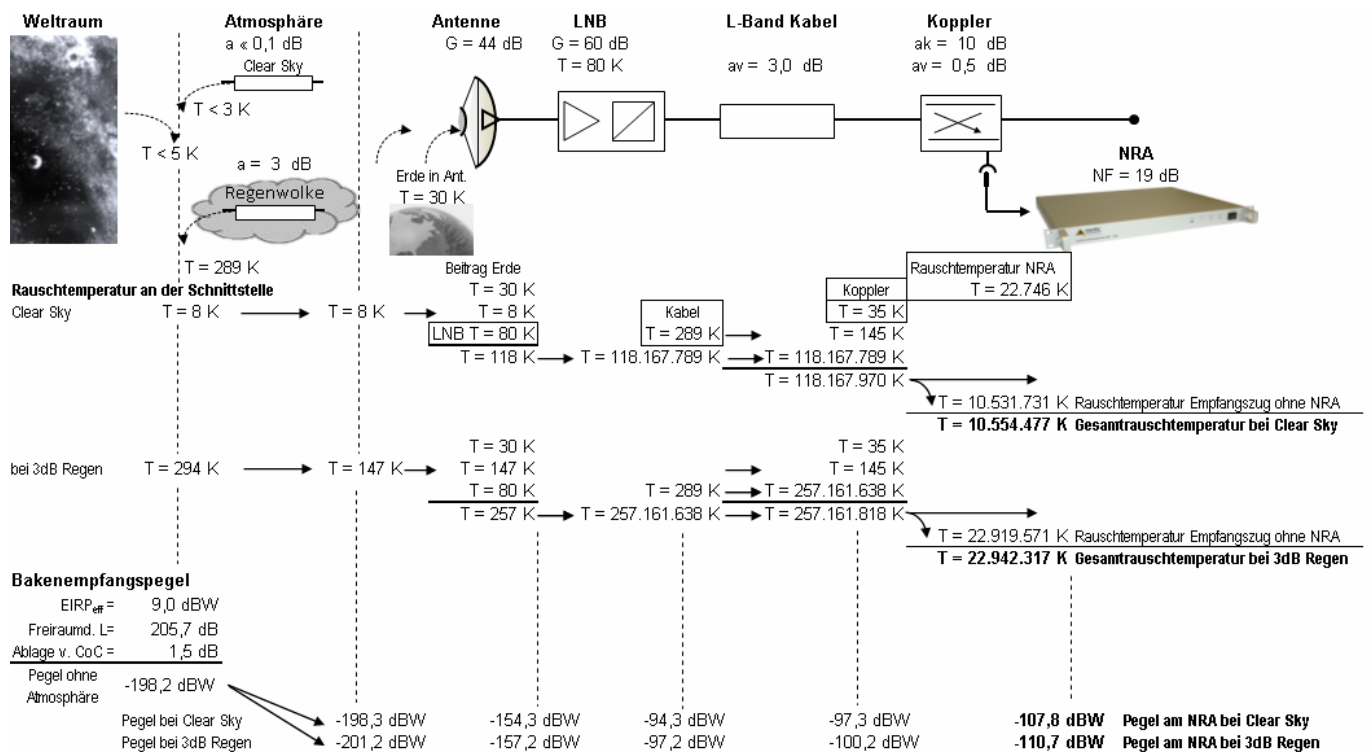


Bild 9: Ermittlung der Atmosphärendämpfung durch Messung der Bakenpegelreduktion bei gleichzeitiger Rauscherhöhung

Im Allgemeinen ist aus der Empfangssystemgüte G/T bei Clear Sky und dem Antennengewinn G der Wert der Rauschtemperatur des Empfangssystems bekannt (im Beispiel $T = 118$ K). Der Vergleich der Rauschleistungsdichte bei Clear Sky mit derjenigen bei Regen ergibt ein Verhältnis von $22,942/10,554 = 2,17$. Somit ist bei Regen eine entsprechend erhöhte Rauschtemperatur des Empfangssystems $T = 118 \cdot 2,17$ K = 257 K gemessen worden.

Diese wurde also durch den Regen um 139 K erhöht. Mit der Beziehung $a = -10 \cdot \log(1 - \Delta T / 290 \text{ K})$ wird die Regendämpfung recht genau ermittelt:
 $a = -10 \cdot \log(1 - 139 \text{ K} / 290 \text{ K}) = 2,9$ dB.

Was oft bei der Systembetrachtung vernachlässigt wird, zeigt obige Rechnung: Durch atmosphärische Dämpfung wird **sowohl** der Pegel des Empfangssignals reduziert **als auch** das Rauschen des Empfangssystems erhöht. D. h. die Empfangssignalqualität wird durch die Atmosphärendämpfung zweifach reduziert.

Wird der Empfangspegel der Bake und die Rausleistungsdichte bei Clear Sky in einem angeschlossenen Rechner gespeichert, so kann mit dem oben dargestellten Verfahren sehr einfach die atmosphärische Dämpfung der Downlink ermittelt werden.

7 Messungen im Zeitbereich (Scope Mode) mit dem NRA

Mit dem als Option erhältlichen Scope Mode des NRA sind einige interessante Messungen an den Signalen mit einer sehr hohen zeitlichen Auflösung möglich. Diese sind unter anderem für die Untersuchung gepulster Nutz- und Störsignale hilfreich. In der Satellitenkommunikation werden solche bei Zeitmultiplex-Systemen angewendet, d. h. bei Übertragungsnetzen bei denen die einzelnen Stationen zeitlich nacheinander senden. Dies ist z. B. bei so genannten TDMA-Systemen (Time Division Multiple Access) der Fall, bei denen jede Station einen „Sendezeitschlitz“ hat. Die Bilder 10 und 11 zeigen derartige TDMA-Signale.

Neben der Darstellung der Signalamplitude in Bild 10, die mit einer Zeitauflösung von ≥ 31 ns möglich ist, kann auch die komplexe Spannung des Signals in der I/Q-Darstellung (I – In-Phase, Q – Quadrature-Phase) angezeigt und ggf. zur weiteren Aufbereitung exportiert werden, was eine weitere Beurteilung der Qualität erlaubt. Bild 11 zeigt sowohl die I- und Q-Komponente über der Zeit als auch (nach einer einfachen Auswertung in Excel) das so genannte Konstellationsdiagramm des gepulsten Signals.

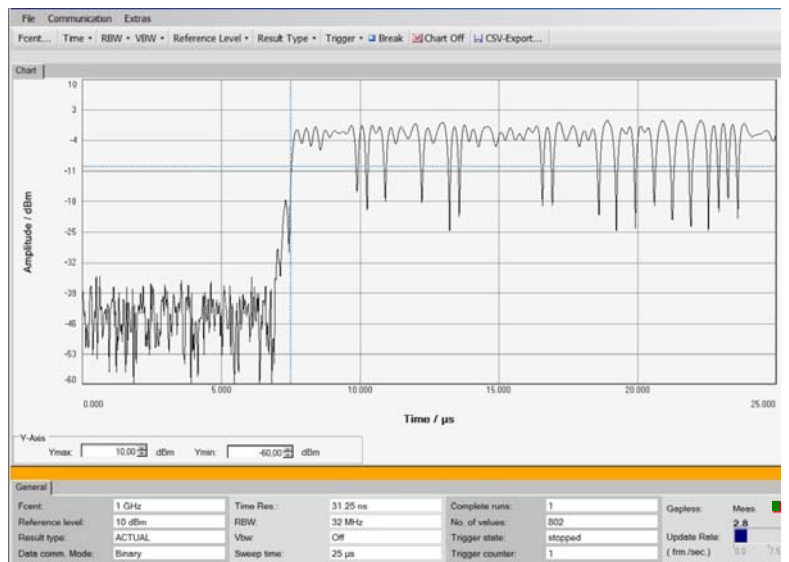


Bild 10: Ansteigende Flanke eines TDMA-Signals (Anstiegsflankendauer ca. 0,5 µs, Frequenz 1 GHz, Symbolrate 3 Msym/s)

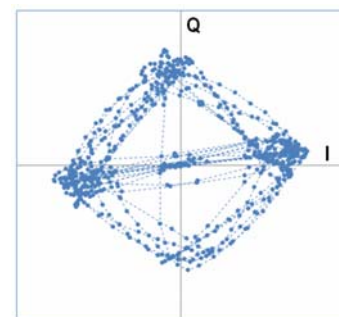
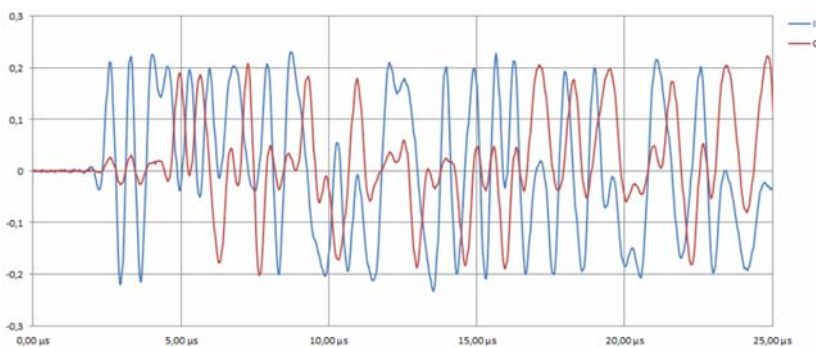


Bild 11: TDMA-Signal in der Darstellung als komplexe Spannung mit I- und Q-Komponente sowie als „Konstellationsdiagramm“. In diesem sind parallel zur X-Achse die In-Phase- (I-) Komponente und parallel zur Y-Achse die Quadrature-Phase- (Q-) Komponente dargestellt. Es zeigt sich, dass das Signal mit QPSK moduliert ist (4 Häufungspunkte als Ecken eines Quadrats). Da die Abtastfrequenz des NRA deutlich höher als die Symbolfolgefrequenz ist, sieht man Zwischenwerte beim Übergang von einer Ecke zur anderen, d. h. beim Übergang von einem Symbol zum folgenden.

Hinweise, Formeln und Abkürzungen

- Die NRA Familie der Spectrum Analyzer von Narda zeichnet sich durch ein geringeres Eigenrauschen im Vergleich zu anderen Geräten aus.
- Bei Messungen an Empfangssystemen empfiehlt sich eine Überprüfung der Rauschleistungspegel.
- Dies wird am einfachsten mit einer Berechnung der „Rauschtemperaturen“ durchgeführt, denn über die bekannte Boltzmann-Gleichung sind Rauschleistung und Temperatur miteinander verknüpft.
- Bei einer Kaskade von Systemelementen wird die Rauschtemperatur wie die Signalleistung durch die einzelnen Elemente verstärkt oder gedämpft. Allerdings wird jeweils am Eingang der Elemente deren Eigenrauschen zur Temperatur am Ausgang der vorherigen Stufe addiert.

a_v [dB]	Dämpfungsverlust einer passiven Systemkomponente (= deren Rauschzahl)
a_k [dB]	Koppeldämpfung (Teilungsfaktor, rauschfrei)
G [dB]	Verstärkungsfaktor einer aktiven Systemkomponente
$N = k \cdot T \cdot BW$ [dBm]	Rauschleistung in der Bandbreite BW
$N_0 = k \cdot T$ [dBm/Hz]	spektrale Rauschleistungsdichte
$k = -198,6$ [dBm/(Hz·K)]	Boltzmann'sche Konstante
T [K] = $(10^{NF[dB]/10} - 1) \cdot 290$ [K]	Rauschtemperatur einer Systemkomponente mit der Rauschzahl NF
T [K] = $(10^{a[dB]/10} - 1) \cdot 290$ [K]	Rauschtemperatur eines Dämpfungsglieds mit der Dämpfung a
$EIRP = P$ [dBW] + G [dB]	Strahlungsleistung (effective isotropic radiated power) mit Sendeleistung P und Antennengewinn G
C/N_0 [dBHz] = $EIRP$ [dBW] + (G/T) [dB/K] – L [dB] – $\{k$ [dBW/Hz·K]	Signal-zu-Rauschleistungsdichte-Verhältnis des Empfangssignals

$$(G/T) \text{ [dB/K]} = G \text{ [dB]} - \{T \text{ [K]}\}$$

Empfangssystemgüte, dabei ist T die Systemrauschtemperatur, die sich zusammensetzt aus $T_{\text{Ant}} + T_{\text{LNB}}$

Ist das System schlecht ausgelegt, d. h. leisten nachfolgende Stufen im Empfangszug einen merklichen Beitrag zum Rauschen, so sind auch diese in der Systemrauschtemperatur zu berücksichtigen.

$$L \text{ [dB]} = 20 \cdot \log(4\pi \cdot r / \lambda)$$

Freiraumdämpfung des Signals mit der Wellenlänge λ und bei einem Abstand r zwischen Sender und Empfänger

$$E_b/N_0 \text{ [dB]} = C/N_0 \text{ [dBHz]} - \{R_b \text{ [dB bit/s]}\}$$

„Energy per Bit / Noise Density“ oder „Leistung / Datenrate“, bezogen auf Rauschleistungsdichte, bestimmt die Bitfehlerrate beim Empfang digital modulierter Signale

R_b ist die „Informationsbitrate“ (Nutzbitrate ohne eventuell zugefügte Redundanzbits für die Fehlerkorrektur)

Narda Safety Test Solutions GmbH

Sandwiesenstrasse 7
72793 Pfullingen, Germany
Phone: +49 (0) 7121-97 32-0
Fax: +49 (0) 7121-97 32-790
E-Mail: support@narda-sts.de
www.narda-sts.de

Narda Safety Test Solutions

435 Moreland Road
Hauppauge, NY 11788, USA
Phone: +1 631 231-1700
Fax: +1 631 231-1711
E-Mail: NardaSTS@L-3COM.com
www.narda-sts.us

Narda Safety Test Solutions Srl

Via Leonardo da Vinci, 21/23
20090 Segrate (Milano) - Italy
Phone: +39 02 269987 1
Fax: +39 02 269987 00
E-mail: support@narda-sts.it
www.narda-sts.it

© Namen und Logo sind eingetragene Markenzeichen der Narda Safety Test Solutions GmbH und L3 Communications Holdings, Inc. – Handelsnamen sind Markenzeichen der Eigentümer.