



Die Bedeutung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses und verwandter Parameter für die Messgenauigkeit bei GPS

**Felix Butsch, Deutsche Flugsicherung GmbH, Langen,
Adrian Kipka, Institut für Physikalische Geodäsie, TU Darmstadt**

Der Artikel erläutert die Bedeutung und den Nutzen verschiedener Parameter, welche die Qualität von GPS-Signalen charakterisieren. GPS-Empfänger geben außer den bekannten Beobachtungsgrößen wie Pseudostrecke und Trägerphase, eine weitere, oft unbeachtete Beobachtungsgröße aus, die ein Maß für die Signalqualität darstellt. Diese Signalqualität wird jedoch – je nach Empfängertyp – auf ganz unterschiedliche Weise ausgegeben. Weit verbreitet ist die Ausgabe folgender Größen: S/N , SNR , C/N (ohne Einheit oder in dB oder in hersteller-spezifischen Einheiten) und S/N_0 , C/N_0 (in dBHz).

Die Bedeutung von S/N , SNR bzw. C/N und S/N_0 bzw. C/N_0

Bei GPS wird die Entfernungsmessung zwischen den Satelliten und dem Empfänger mit Hilfe von Radiosignalen durchgeführt. Dabei ist der Messfehler umso kleiner, je stärker das empfangene Signal ist und je schwächer das bei der Messung unvermeidbare thermische Rauschen ist. In der Signaltheorie ist es üblich, die Stärke eines Signals durch seine Amplitude A (gemessen in Volt = V) oder seine Leistung S (gemessen in Watt = W) anzugeben. Bei modulierten Signalen unterscheidet man darüber hinaus oft zwischen der Leistung des unmodulierten Trägers C (engl. Carrier) und der Leistung des modulierten Signals S . Durch die Aufmodulation von Pseudo-Noise-Code und Daten auf den zuvor sinus-förmigen Träger im GPS-Satellit ändert sich die Leistung des GPS-Signals nicht, sondern lediglich die Form seiner spektralen Leistungsdichte $L(f)$ (gemessen in Watt/Hertz = W/Hz) als Funktion der Frequenz f (gemessen in Hertz = Hz). Man kann daher C sowohl als Leistung des sinus-förmigen Trägers, als auch als Integral der Leistungsdichte des modulierten Signals über alle Frequenzen (d. h. von minus unendlich bis plus unendlich) betrachten (Gl. 1). S ist normalerweise, wenn es sich auf das Signal am gleichen Referenzpunkt, z. B. an der Empfangsantenne bezieht, nur unwesentlich geringer als C . Die kleine Differenz, um

die S geringer ist als C , entsteht durch die Filterung des modulierten Signals, die zur Unterdrückung des Empfangs von Rausch- und Störsignalen aus angrenzenden Frequenzbereichen durchgeführt wird. Das Leistungsdichtespektrum des modulierten Signals wird durch die Bandpassfilterung (hier repräsentiert durch die Übertragungsfunktion des Filters $a(f)$) bei Frequenzen weitab von der Trägerfrequenz (z. B. im Fall des GPS-L1, C/A-Code-Signals bei $f_a = (1575.42 - 1.023 \text{ MHz})$ und bei $f_b = (1575.42 + 1.023 \text{ MHz})$ beschnitten, so dass die Teile des Integrals zwischen $-\infty$ und f_a bzw. zwischen f_b und ∞ nicht zu S beitragen können (Gl. 1).

$$C = \int_{-\infty}^{+\infty} L(f) df \geq S =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} L(f) \cdot a(f) df \approx \int_{f_a}^{f_b} L(f) df \quad (\text{Gl. 1})$$

Im Fall von GPS stammt der größte Teil der im Empfänger auftretenden thermischen Rauschleistung N (für engl. Noise) von der Wärmestrahlung im relevanten Frequenzbereich, die von Objekten in der Umgebung ausgeht. Diese Strahlung wird von GPS-Antenne auf Grund ihrer bis zu flachen Elevationswinkeln reichenden Antennencharakteristik erfasst. Ein weiterer Teil der Rauschleistung entsteht im Empfänger selbst, in Folge der in den für die Verstärkung der Signale verwendeten Transistoren auftretenden Wärme.

Die von einem GPS-Empfänger ermittelte Signalstärke ist abhängig von:

1. Signalstärke des sendenden Satelliten
2. Antennengewinn der Sendeantenne des Satelliten in Richtung auf den GPS-Empfänger
3. Antennengewinn der Empfangsantenne des GPS-Empfängers in Richtung auf den Satelliten
4. Entfernung zwischen Satellit und GPS-Empfänger
5. Dämpfung der Signale durch Absorption in der Ionosphäre und der Troposphäre
6. Signalbeugung
7. Mehrwegeeffekte (AXELRAD, et al., 1994)
8. Grad der erreichten Synchronisation zwischen dem empfangenen Signal einer im GPS-Empfänger erzeugten

und mit Hilfe von Regelschleifen nachgeführten Signalkopie (Gl. 11)

Die unter 2. bis 5. genannten Effekte sorgen dafür, dass die Stärke des empfangenen Signals mit dem steigenden Elevationswinkeln zunimmt. Lediglich bei sehr hohen Elevationswinkel von mehr als 65° kann die Signalstärke auf Grund der speziellen Antennencharakteristik der Sendeanenne wieder leicht abnehmen.

Bei GPS bezieht man oft die Leistung C auf die Empfangsantenne während man die Leistung S auf den Ausgang des Korrelators (Eingang des Datendemodulators bzw. des Code- bzw. des Phasendiskriminators) bezieht. Zwischen Antenne und Korrelatorausgang wird das GPS-Signal jedoch um ca. 100 dB ($= 10^{10}$) verstärkt, so dass S um ca. 100 dB größer ist als C . Der Pseudostrecken- bzw. Trägerphasenmessfehler und die Bit-Fehler-rate der übertragenen Daten hängen vom Quotienten aus Signalleistung (C oder S) und thermischer Rauschleistung (engl. Noise = N) ab, den man als Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis bezeichnet. Da die Rauschleistung zwischen Antenne und Korrelator näherungsweise um den gleichen Faktor verstärkt wird wie das Nutzsignal, ist der Unterschied zwischen dem Quotienten aus der Trägerleistung C und der Rauschleistung N an der Antenne und der Signalleistung S und der Rauschleistung N am Korrelatorausgang gering. Deshalb sind die Quotienten C/N und S/N austauschbar und werden synonym verwendet. Leider ist es üblich, sowohl für die Rauschleistung an der Antenne als auch für die Rauschleistung am Korrelatorausgang den Buchstaben N zu verwenden. Richtigerweise müsste man das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis wie folgt bezeichnen:

$$\frac{C_{Ant}}{N_{Ant}} = \frac{S_{Korr}}{N_{Korr}} \quad (\text{Gl. 2})$$

mit:

C_{Ant}, N_{Ant} :

Trägerleistung bzw. Rauschleistung an der Antenne

S_{Korr}, N_{Korr} :

Signalleistung bzw. Rauschleistung am Korrelatorausgang

Das thermische Rauschen, dessen Amplitude um den Mittelwert Null Gauß-verteilt ist, überlagert sich dem Nutz-

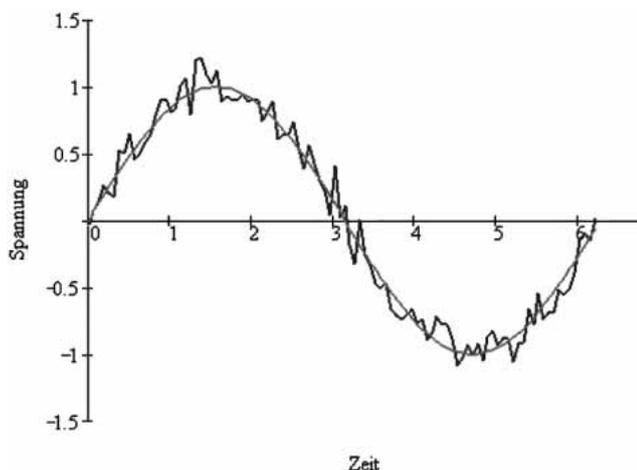


Abb. 1: Verrauschtes, sinusförmiges Signal

signal additiv. Dadurch kommt es zu einer ebenfalls Gauß-verteilter Fluktuation der Amplitude des aus Nutzsignal und additivem thermischem Rauschen zusammengesetzten Gesamtsignals. Bei der Bestimmung der Pseudostrecke mittels Korrelation und bei der Trägerphasenmessung mittels Phasenregelschleife (Phase Lock Loop = PLL) verursacht diese Amplitudenfluktuation eine Gauß-verteilte Variation (Jitter) der Pseudostrecke bzw. der Trägerphase. Die Herleitung der Auswirkung thermisch bedingter Amplitudenfluktuation auf den Messfehler von Pseudostrecke bzw. Trägerphase ist zu umfangreich, um sie in diesem Artikel zu beschreiben. Detaillierte Darstellungen findet man in (EISFELLER, B., 1997, ZHUANG, W., 1992, DIERENDONCK, A., et al., DIERENDONCK, A., 1996 und FENTON, P., et al., 1991). An dieser Stelle soll jedoch mittels eines einfachen Modells zumindest eine Plausibilitätserklärung geliefert werden: Man stelle sich vor, man wollte die Laufzeit eines verrauschten sinusförmigen Empfangssignals dadurch bestimmen, dass man die Zeit bestimmt, zu der ein Nulldurchgang dieses Signals stattfindet (Abb. 1).

Die Gauß-verteilte Fluktuation der Signalamplitude führt bei diesem Beispiel zu einer Gauß-verteilter Fluktuation der Nulldurchgänge des verrauschten Signals. Die Standardabweichung des Zeitmessfehlers ist dabei umso geringer, je steiler der Verlauf des Nutzsignals in der Nähe des Nulldurchgangs, d. h. je größer die Amplitude des Sinus ist. Die Standardabweichung des Fehlers ist umso größer, je geringer die Standardabweichung des additiv überlagerten thermischen Rauschens ist. Das heißt die Standardabweichung des Messfehlers der Zeit σ_T ist proportional zum Verhältnis aus der Standardabweichung des Rauschsignals σ_N und der Amplitude des sinusförmigen Nutzsignals.

$$\sigma_T \sim \frac{\sigma_N}{A} \quad (\text{Gl. 3})$$

In der Signaltheorie ist es jedoch nicht üblich Signalqualitäten in der Form des Quotienten von der Standardabweichung des Rauschsignals zur Amplitude des Nutzsignals anzugeben. Stattdessen verwendet man das Quadrat dieses Quotienten. Es ist eine Besonderheit des Rauschens, dass seine Varianz seiner Leistung entspricht, so dass man statt dem Quadrat seiner Standardabweichung meist seine Leistung N angibt. Man erkennt die Äquivalenz von Varianz und Leistung aus folgender Definition der Leistung eines Signals aus der Signaltheorie:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} U^2(t) dt \Rightarrow N = \sigma_N^2 \quad (\text{Gl. 4})$$

mit:

P : Leistung eines Signals, wobei P hier allgemeingültig ist, während S lediglich die Leistung des Nutzsignals bezeichnet

$U(t)$: zeitlicher Verlauf der Spannung eines Signals

Es wird als bekannt vorausgesetzt, dass die Leistung als Quotient aus dem Quadrat einer Spannung U und dem Widerstand eines Verbrauchers R formuliert werden kann. In der Signaltheorie gibt man oft zur Vereinfachung die Am-

plitude als Wurzel der Leistung eines Signals an einem Widerstand von $R = 1 \text{ Ohm } (\Omega)$ an.

$$S = \frac{U^2}{R} = \frac{A^2}{R} = \frac{A^2}{1\Omega} = A^2 \quad [\text{Watt}] \Leftrightarrow A = \sqrt{S} \quad [\text{Volt}] \quad (\text{Gl. 5})$$

Aus Gl. 3, Gl. 4 und Gl. 5 folgt:

$$\sigma_T \sim \sqrt{\frac{N}{S}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \quad (\text{Gl. 6})$$

Alle in (EISFELLER, B., 1997, ZHUANG, W., 1992, DIERENDONCK, A., et al., 1992, DIERENDONCK, A., 1996, FENTON, P., et al., 1991) angegebenen Formeln für die Abhängigkeit der Standardabweichung des Messfehlers von Pseudostrecke σ_ρ bzw. der Trägerphase σ_ϕ vom Signal- zu Rauschleistungsverhältnis S/N können durch eine Konstante multipliziert mit dem Kehrwert der Wurzel aus dem S/N genähert werden:

$$\sigma_\rho = \text{const}_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \quad (\text{Gl. 7})$$

bzw.:

$$\sigma_\phi = \text{const}_2 \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{S}{N}}} \quad (\text{Gl. 8})$$

GPS-Empfänger bestimmen die Pseudostrecke, u. a. dadurch, dass sie mit Hilfe einer Code-Regelschleife (Delay Lock Loop = DLL) eine Kopie des Pseudo-Noise-Codes eines empfangenen Satellitensignals (Replika-Signal) zu diesem synchronisieren. Aus der mit dem GPS-Signal übertragenen Satellitenzeit und der zur Synchronisation von Empfangssignal und Replika-Signal notwendigen Verschiebung, wird die Laufzeit und die Pseudostrecke bestimmt. Bei diesem Synchronisations- bzw. Korrelationsprozess von Empfangs- und Replika-Signal kann die Signalstärke S des Empfangssignals und die Rauschleistung N geschätzt werden.

Bei der Korrelation wird das verstärkte und digitalisierte Empfangssignal U_e mit einem digitalisierten Replika-Signal U_{rep} multipliziert. Danach wird das Replika-Signal verschoben, bis das Produkt, d. h. das Korrelationsintegral, maximal wird. Stark vereinfacht kann man die Produktbildung wie folgt beschreiben:

$$U_e(t) \cdot U_{rep}(t) = \left\{ \sqrt{S} \cdot c(t + \Delta\tau) \cdot \sin[2\pi \cdot (f_{HF} + \Delta f) \cdot t + \Delta\phi] \right\} \cdot \left\{ 1 \cdot c(t) \cdot \sin(2\pi f_{HF} t) \right\} \quad (\text{Gl. 9})$$

Wobei:

$U_e(t)$: empfangenes Signal, $U_e(t) = \sqrt{S} \cdot c(t + \Delta\tau) \cdot \sin[2\pi \cdot (f_{HF} + \Delta f) \cdot t + \Delta\phi]$

$U_{rep}(t)$: Replika-Signal, $U_{rep}(t) = 1 \cdot c(t) \cdot \sin(2\pi f_{HF} t)$, zur Vereinfachung mit der Amplitude 1

\sqrt{S} : Amplitude des empfangenen Signals = Wurzel aus der Leistung

f_{HF} : Träger- bzw. Hochfrequenz

t : Zeit

$c(t)$: Code, hier C/A-Code

$\Delta\tau$: Verschiebung des empfangenen Codes gegenüber dem Code- des Replika-Signals

Δf : Dopplerfrequenz

$\Delta\phi$: Phasenverschiebung

Durch Bestimmung der Verschiebungen von Replika-Code $\Delta\tau$, Trägerfrequenz Δf und Phase $\Delta\phi$, die nötig sind, um das Korrelationsintegral zu maximieren, erhält man die Beobachtungen wie Pseudostrecke und Trägerphase (integrierter Doppler):

$$\text{Max} \left\{ \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} U_{rec}(t) \cdot U_{replica}(t) dt \right\} \Rightarrow \Delta\tau, \Delta f, \Phi(t) = \int_0^t \Delta f(t) dt \quad (\text{Gl. 10})$$

Mit:

T : Integrationszeit z. B. 1 ms oder 20 ms

Φ : Trägerphasenmesswert bzw. integrierter Doppler

Das Korrelationsintegral ist proportional zum Produkt der Amplituden von empfangenem Signal \sqrt{S} und Replika-Signal. Da die Amplitude des Replika-Signals bekannt ist (hier zur Vereinfachung = 1 gesetzt), kann man daraus leicht einen Schätzwert für die Signalstärke bestimmen:

$$I = \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} U_e(t) \cdot U_{rep}(t) dt = \text{const} \cdot \sqrt{S} \Rightarrow \hat{S} \quad (\text{Gl. 11})$$

Die Konstante const hängt von der Leistung des Replika-Signals, von der Integrationszeit T , von der Abtastfrequenz und der Größe der Stufen, der zur Digitalisierung verwendeten Analog/Digital-Wandlers ab. Um die Signalstärke in physikalischen Einheiten zu berechnen, müsste die Konstante const vom Hersteller des GPS-Empfängers ermittelt werden.

Ein Schätzwert für die Rauschleistung \hat{N} kann aus der mittleren quadratischen Abweichung des Korrelationsintegrals von seinem über ein Intervall Mittelwert $\tau \gg T$ bestimmten Mittelwert \bar{I} wie folgt bestimmt werden:

$$\hat{N} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau (I(t) - \bar{I})^2 dt \quad (\text{Gl. 12})$$

Die Code-Regelschleife kann das Replika-Signal umso schneller mit dem Empfangssignal synchronisieren, je höher seine sogenannte Schleifenbandbreite ist. Leider muss dafür auch der Preis bezahlt werden, dass die innerhalb der Schleifenbandbreite auftretende Rauschleistung höher ist als bei einer trägeren Regelschleife. Die Rauschleistung N kann allgemein als Produkt aus Rauschleistungsdichte N_0 und Schleifenbandbreite B_L (engl. Loop Bandwidth, in Hz) ausgedrückt werden:

$$N = N_0 B_L \quad (\text{Gl. 13})$$

Drückt man diese Gleichung logarithmisch aus, so erhält man:

$$N [\text{dB}] = N_0 [\text{dB/Hz}] + B_L [\text{dBHz}] \quad (\text{Gl. 14})$$

Es ist üblich B_L durch die Empfänger-Software während der Akquisition (erstmalige Synchronisation von Empfangs- und Replika-Signals) und während schneller Bewegungsänderungen des Empfängers zu variieren. Da jedoch das S/N sich in diesem Fall mit der variierenden Scheifenbandbreite ändern würde, ist es üblich das S/N auf die Schleifenbandbreite B_L zu normieren. In diesem Fall gibt man statt dem S/N das S/N_0 (in dBHz) an. Bei bekannter Schleifenbandbreite B_L kann leicht aus dem \hat{N} mittels Division durch B_L ein Schätzwert für N_0 bestimmt werden. Es gilt also:

$$\hat{S}/\hat{N}_0 \text{ [dBHz]} = 10 \cdot \log \left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \right) \text{ [dB]} + B_L \text{ [dBHz]} \quad (\text{Gl. 15})$$

Die meisten GPS-Empfänger geben Schätzwerte für das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis S/N (hier \hat{S}/\hat{N} genannt) oder Signal-zu-Rauschleistungsdichteverhältnis S/N_0 (hier \hat{S}/\hat{N}_0 genannt) aus. Darüber hinaus wird oft auch der Parameter SNR (Signal to Noise Ratio) verwendet, der mit dem S/N identisch ist.

Wenn der GPS-Empfänger das \hat{S}/\hat{N} korrekt schätzen würde, wäre es möglich die Messgenauigkeit, d. h. die zu erwartende Standardabweichung von Pseudostrecke- und Trägerphasenmesswert mit Hilfe der in (EISFELLER, B., 1997, ZHUANG, W., 1992, DIERENDONCK, A., et al., 1992, DIERENDONCK, A., 1996, und FENTON, et al., 1991) enthaltenen Gleichungen für die Abhängigkeit der Standardabweichung der Pseudostrecke σ_p bzw. der Trägerphase σ_ϕ vom C/N_0 bzw. vom S/N_0 (siehe Gl. 18) zu bestimmen

(Abb. 2 und Abb. 3 stellen typische Verläufe des σ_p und des σ_ϕ als Funktion des S/N_0 dar). Das wäre besonders hilfreich, da es in Folge der schnellen zeitlichen Änderung der Distanz zwischen Empfänger und Satellit schwierig ist, die Standardabweichungen von Pseudostrecke- und Trägerphasenmesswert empirisch zu ermitteln.

Leider werden diese Formeln von den GPS-Anwendern kaum genutzt. Üblicherweise beobachtet man das von GPS-Empfängern ausgegebene \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 lediglich, um darauf zu achten, ob es sich in dem üblichen Wertebereich bewegt. Der Grund für die seltene Nutzung des \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 liegt darin, dass die GPS-Nutzer in der Regel gar nicht den Typ und die Parameter (z. B. B_K und T) der verwendeten Code- bzw. Phasenregelschleife kennen. Ferner geben viele GPS-Empfänger gar kein echtes \hat{S}/\hat{N}_0 , sondern stattdessen \hat{S}/\hat{N} -Werte aus, die normiert wurden, so dass sich ein für die Anzeige brauchbarer Wert, z. B. mit einem Wertebereich zwischen 0 und 30 oder 0 und 100 ergibt. Solche Werte werden dann als Arbitrary Measurement Units (AMU, scherzhafterweise auch Arbitrary Mysterious Units) oder manchmal ebenfalls als SNR bezeichnet. Der Nachteil in der Ausgabe der AMUs liegt darin begründet, dass die benötigten Informationen zur Berechnung eines echten \hat{S}/\hat{N}_0 aus den normierten AMUs oftmals der breiten Masse der Nutzer nicht zur Verfügung stehen. Einige Hersteller halten sich sehr bedeckt, wenn es um die Herausgabe von Algorithmen geht, die zur Berechnung der \hat{S}/\hat{N}_0 Werte aus den proprietären AMUs benötigt werden. Dies ist insofern ärgerlich, da inzwischen sogar der RINEX Standard 2.10 vorsieht, \hat{S}/\hat{N}_0 Werte als Observationen „S1“ und „S2“ einzuführen. Diese neue Möglichkeit in der RINEX Version 2.10 birgt allerdings auch einen Wermutstropfen. Die Angabe der \hat{S}/\hat{N}_0 Werte im RINEX 2.10 bezieht sich auf „die Rohdaten der Signalstärke oder die Originalwerte der \hat{S}/\hat{N}_0 für L1 und L2 Observationen.“ (GURTNER, W., 2001). Diese etwas schwammige Formulierung für das Registrieren der \hat{S}/\hat{N}_0 Werte ist für eine standardisierte Verwendung der \hat{S}/\hat{N}_0 Werte ebenfalls nicht zuträglich. Vor allem, da sich die Hersteller von GPS Empfängern und auch die große GPS-Gemeinschaft nach wie vor nicht auf ein standardisiertes herstellerübergreifendes Format geeinigt haben, um die Qualität von GPS-Beobachtungen zu beschreiben. In (LYUSIN, S., KHAZANOV, I., 1997) wird gezeigt, dass das \hat{S}/\hat{N}_0 vom GPS-Empfänger auf 1 dB genau geschätzt werden kann.

Es wäre für die Anwendung von GPS in Wissenschaft, Geodäsie, Vermessungswesen, Luftfahrt und Schifffahrt sehr hilfreich, wenn die GPS-Empfänger ein einheitliches, klar definiertes \hat{S}/\hat{N}_0 bzw. \hat{S}/\hat{N} ausgeben würden.

Auf ähnliche Weise wie das \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 lässt sich der sogenannte S4-Index schätzen, der für die Untersuchung der Auswirkung von Ionosphären-Szintillationen auf GPS-Signale von Bedeutung ist: Solche Szintillation verursachen eine Fluktuation der Amplitude bzw. Signalleistung des GPS-Signals, wenn dieses kleinräumige Plasmadichteirregularitäten der Ionosphäre durchquert. Weitere Folgen, die durch ionosphärische Szintillation entstehen können, reichen von einer reduzierten Messgenauigkeit der GPS Pseudostrecken, bis hin zu einem kompletten Signalabbriss (Loss of Lock) der Satelliten.

Standardabw. von Codemessungen (4000 SSI)

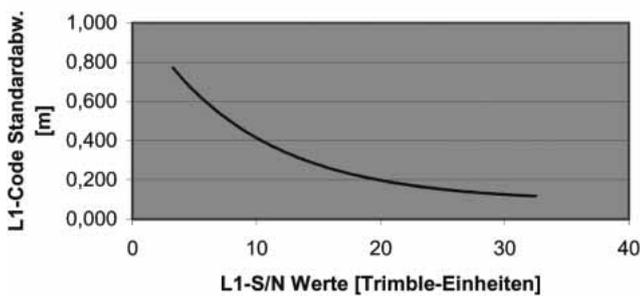


Abb. 2: Theoretischer Verlauf der Standardabweichung von Codemessungen für Trimble 4000 SSI bestimmt mit (Gl. 19) aus (GIANNIOU, M., 1996)

Standardabw. von Phasenmessungen (4000 SSI)

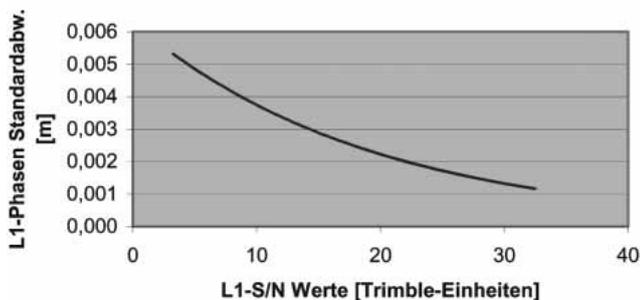


Abb. 3: Theoretischer Verlauf der Standardabweichung von Phasenmessungen für Trimble 4000 SSI bestimmt mit empirischer Formel aus (GIANNIOU, M., 1996)

Glücklicherweise ist das Auftreten der ionosphärischen Szintillation in mittleren Breiten recht selten (WANNINGER, L., 1999).

Man kann diese Leistungsfluktuation dadurch beschreiben, dass man ihre Standardabweichung bestimmt und diese auf ihren Mittelwert normiert. Der Quotient aus der Standardabweichung und dem Mittelwert der geschätzten Leistung wird allgemein als S4-Index bezeichnet:

$$S_4 = \sqrt{\frac{E[\hat{S}^2] - E[\hat{S}]^2}{E[\hat{S}]^2}} \quad (\text{Gl. 16})$$

Mit:

\hat{S} : Schätzwert für die Leistung des empfangenen GPS-Signals, für diese Zwecke im 50 Hz-Takt ermittelt, d. h. mit einer Integrationszeit von $T = 20$ ms

$E[\]$: Erwartungs- bzw. Mittelwert über ein Zeitintervall von 60 Sekunden der Trend-kompensierten (engl. detrended) Signalleistung.

Es gibt speziell modifizierte GPS-Empfänger, sogenannte Ionospheric Scintillation Monitors (ISMs), die den auf diese Weise ermittelten S4-Index ausgeben (DOHERTY, H., et al., 2000).

Anwendung von \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Werten

Wenn GPS-Empfänger korrekte und einheitlich standardisierte Werte für das \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 ausgegeben würden, könnte man diese Größen für folgende Zwecke nutzen:

- Realistische Gewichtung der einzelnen Pseudostreckemessungen bei der Positionsbestimmung mittels Ausgleichsrechnung und damit Verbesserung der Positionslösung (GIANNIOU, M., 1996, WIESER, A., 2001) sowie Verbesserung der Höhenkomponente bei RTK-Positionierungen (RIZOS, C., 2002)
- Steigerung der Zuverlässigkeit bei der Ambiguitätenauflösung
- Verbessertes Detektieren von Cycle Slips bedingt durch auftretende Multipatheffekte bei niedrigen Elevationen
- Anzeige der relativen Signalstärken verschiedener GPS Satelliten
- Detektion von Störsignalen durch Vergleich des degradierten \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 mit dem für die gegebene Elevation eines Satelliten typischen, ungestörten \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 (BUTSCH, F., 2001, BUTSCH, F., 2002)
- Untersuchung des Einflusses von Mehrwegeeffekten (BREIVIK, et al., 1994, AXELRAD, et al., 1994)
- Verbesserung der GPS-gestützten Lagebestimmung z. B. von Flugzeugen (AXELRAD, et al., 1994)
- Untersuchung von Ionosphäreneffekten (KNIGHT, M., Finn, A., 1998, DOHERTY, H., et al., 2000, CONKER, R. S., 2000)
- Qualitätsüberwachung in Referenzstationsnetzwerken

Bewertung der Qualität der \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Ausgaben verschiedener Empfänger

Beim Vergleich der Beobachtungsqualität verschiedener GPS-Empfänger untereinander darf man nicht außer Acht lassen, dass das bloße Gegenüberstellen der \hat{S}/\hat{N}_0 -

Werte keine generelle Aussage über deren Qualität erlaubt. Dies liegt daran, dass die Fähigkeit eines Empfängers das Signal zu „Tracken“ (den empfangenen Code und Code-Replik synchron halten) und die Beobachtungsgrößen zu messen, von vielen Faktoren abhängt. Dazu gehört natürlich die Signalstärke aber auch die Integrationszeit, die Bandbreite der Code-Regelschleife und natürlich auch Kompromisse, die der Hersteller beim Design der Geräte beachtet hat. So wird zum Beispiel, ein geodätischer Empfänger in der Regel ein Signal viel schneller „verlieren“ und auch später reaktivieren als ein Handheld-Empfänger (Lowcost Navigationsempfänger), obwohl der geodätische Empfänger definitiv der qualitativ hochwertigere Empfänger ist. D. h. ein geodätischer Empfänger wird das Messen eines schwachen Satellitensignals wesentlich früher verweigern als ein Handheld-Geräte, welches dann in der Regel noch problemlos eine autonome Positionierung, mit allerdings meist fragwürdiger Qualität, durchführen kann. Weiterhin haben Cycle-Slips in der Regel keinen Einfluss auf die autonome Positionierung mit Handheld Empfängern. Für geodätische Empfänger, welche die Phasenbeobachtungen zur hochgenauen Vermessung nutzen, sind diese Cycle-Slips sehr kritisch, da sie von der Prozessierungssoftware sehr genau berücksichtigt werden müssen. Als Folge hiervon ist leicht ersichtlich, dass geodätische Empfänger beim Empfang der Daten nicht eine schlechtere Qualität vorweisen, sondern nur weitaus konservativer agieren als z. B. Handheld-Geräte.

Auswertung und Analyse von Messungen zur Beurteilung der von GPS-Empfängern ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Werten

Um den für die Prozessierung von GPS-Beobachtungen wichtigen Zusammenhang zwischen Signalstärke und Standardabweichung der gemessenen Strecken darzustellen, wurden Auswertungen mit Trimble Empfängern gewonnenen Messdaten durchgeführt. Die für diese Auswertungen herangezogenen Empfänger waren, der noch weit verbreitete Trimble 4000 SSI und ein neueres Modell, der Trimble 4700. Die erhaltenen Ergebnisse können allerdings ohne große Schwierigkeiten auf andere Empfänger übertragen werden, da sich die Eigenschaften der Code-Regelschleifen vieler Empfänger ähneln. Eine Ausnahme hierbei bildet die Firma Novatel mit ihren Narrow-Correlator Empfängern, die ein verringertes Rauschverhalten an den Tag legen.

Um bei dem älteren Trimble 4000 SSI Empfänger an „echte“ \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte zu gelangen, müssen die ausgegebenen SNC (Signal-to-Noise-Counts oder auch AMUs) erst konvertiert werden. Dies erfolgt mit folgender Formel (TRIMBLE, 1999):

$$C/N_0 = 30 + 10 \cdot \log_{10}(SNC^2) - 3 \quad (\text{Gl. 17})$$

Die errechneten \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte sind allerdings als einen Näherung zu betrachten, da die wahren \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte um bis zu 3 dB davon abweichen können (TRIMBLE, 1999).

Die für diese Analyse vorliegenden Messdaten liegen im Sekundentakt vor, da sich diese Abtastrate sehr gut dafür eignet, das Messrauschen eines GPS Empfängers darzu-

stellen (GIANNIOU, M., 1996). Um die Standardabweichungen darzustellen, wurden drei Ansätze verfolgt. Zum einen wurde auf eine Formel von Langley (LANGLEY, R., 1997) zurückgegriffen, mit der man abhängig von der Signalstärke, die Genauigkeit der Pseudostreckenmessung σ_ρ beschreiben kann.

$$\sigma_\rho = \sqrt{\frac{d \cdot B_L}{C/N_0} \cdot \left[1 + \frac{2}{T \cdot C/N_0}\right] \cdot \lambda_C} \quad (\text{Gl. 18})$$

mit

- σ_ρ = Standardabweichung der Pseudostrecke
- B_L = Bandbreite der Code-Regelschleife in Hz, typischerweise 0,1 Hz
- d = Korrelatorabstand zwischen Early und Late in Chips, 1/8 bis 1 Chip
- C/N_0 = Signal- zu Rauschdichteverhältnis [dB-Hz] (von Langley wird in dieser Formel das C/N_0 verwendet, es wäre jedoch eher angebracht stattdessen das \hat{S}/\hat{N}_0 einzusetzen. Beide Terme unterscheiden sich jedoch wie oben erwähnt jedoch nur minimal)
- T = Integrationszeit 0,02 Sekunden (Länge eines Datenbits)
- λ_C = Chip-Länge des C/A-Codes (293.255 m)

Weiterhin wurde eine von Gianniou vorgestellte empirisch geschätzte Funktion benutzt, mit der sich, ebenfalls aus der Angabe der SNR, die Genauigkeit der Codemessung schätzen lässt (GIANNIOU, M., 1996). Diese Methode eignet sich auch zur Beurteilung des Messrauschens von GPS-Empfängern, die keine standardisierte \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte ausgeben. Die Anwendung dieser Formel (Gl. 19) beschränkt sich aber nur auf den Trimble 4000 SSI, da die zugrundeliegenden Signal-zu-Rauschleistungsverhältnisse in der Einheit SNC (Signal-to-Noise-Counts, also AMUs) vorliegen müssen und der Trimble 4700 die \hat{S}/\hat{N}_0 -Schätzwerte in physikalischen dBHz Werten ausgibt.

$$\sigma_\rho = 0.09 + 0.975 \cdot e^{-0.11 \cdot SNC} \quad (\text{Gl. 19})$$

Mit

- σ_ρ = Standardabweichung der Pseudostrecke
- SNC = Signalstärke in Trimble Einheit SNC (Signal-to-Noise-Counts)

Schließlich wurde die Methode der Berechnung der normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung benutzt, welche besonders gut geeignet ist, um kurzperiodische Effekte, wie das Empfängerrauschen, unter der Voraussetzung einer schwachen Stationarität der Zeitreihe, darzustellen (GIANNIOU, M., 1996). Die berechneten Werte aus den normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung stellen nach Anwendung der Varianzfortpflanzung die Standardabweichung einer Messung dar. Die Herleitung zur Berechnung der normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung ist in (Gl. 20–Gl. 27) aufgezeigt (KLEUSBERG, A., 1999). Die in den Abbildungen (Abb. 4 bis Abb. 9) modellierten Standardabweichungen wurden auf Grund einer kompakteren Darstellung als absolute Werte aufgetragen.

$$D_1(r_k) = \frac{1}{\Delta t} \cdot [\rho(t_{k+1}) - \rho(t_k)] \quad (\text{Gl. 20})$$

$$D_1(t_{k+1}) = \frac{1}{\Delta t} \cdot [\rho(t_{k+2}) - \rho(t_{k+1})] \quad (\text{Gl. 21})$$

$$D_2(t_k) = \frac{1}{\Delta t} \cdot (D(t_{k+1}) - D(t_k)) \quad (\text{Gl. 22})$$

$$D_2(t_u) = \frac{1}{(\Delta t)^2} \cdot [\rho(t_{k+2}) - \rho(t_{k+1}) - \rho(t_{k+1}) + \rho(t_k)] \quad (\text{Gl. 23})$$

$$D_2(t_k) = \frac{1}{\Delta t} \cdot [1, -2, 1] \cdot \begin{bmatrix} \rho(t_k) \\ \rho(t_{k+1}) \\ \rho(t_{k+2}) \end{bmatrix} \quad (\text{Gl. 24})$$

Unter der Annahme, dass $\rho(t_i)$ gleich genau und unkorreliert sind folgt:

$$Q_{\rho\rho} = \sigma_\rho^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{GL.25})$$

$$\text{Und für } \sigma_{D_2}^2 = \frac{1}{(\Delta t)^2} \cdot [1 \ -2 \ 1] \cdot \sigma_\rho^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{(\Delta t)^2} \quad (\text{Gl. 26})$$

$$\Rightarrow \sigma_{D_2}^2 = \frac{1}{(\Delta t)^4} \cdot 6 \cdot \sigma_\rho^2 \text{ bzw. } \sigma_\rho = \Delta t^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \sigma_{D_2} \quad (\text{Gl. 27})$$

Mit

- D_1 = normierte zeitliche Differenz erster Ordnung
- D_2 = normierte zeitliche Differenz zweiter Ordnung
- $\rho(t)$ = Pseudostreckenmessungen zum Zeitpunkt t
- t = Zeitpunkt t
- Δt = Messintervall
- σ_{D_2} = Standardabweichung der normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung
- σ_ρ = Standardabweichung der gemessenen Pseudostrecke

Die für die Analyse benötigten Daten wurden im statischen Modus auf dem Dach des Fachbereichs Bauingenieurwesen und Geodäsie der TU Darmstadt am 26. 06. 2003 (4000 SSI) und am 31. 07. 2003 (4700) registriert und exemplarisch einige Satelliten (PRN) ausgewählt. Wie in Abb. 1 und Abb. 2 zu sehen ist, stimmen die Standardabweichungen des Trimble 4000 SSI, berechnet aus den normierten Differenzen zweiter Ordnung, mit den Standardabweichungen, berechnet aus den Formeln von Gianniou und Langley gut überein. Der Zusammenhang zwischen der Elevation eines Satelliten und der \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte bzw. der Standardabweichung der gemessenen Pseudostrecken ist gut ersichtlich. In Abb. 1 ist außerdem der Einfluss von Multipatheffekten (vom Beginn der Messung bis ca. 9.15 h und gegen Ende der Messung) besonders gut ersichtlich. Als Folge hiervon ist zu erkennen, dass die \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte stark oszillieren, was zu einer Verschlechterung der gemessenen Pseudostrecken führt. Bedingt durch die Aufstellung der Antenne (3 m hohe Mauer westlich der Antenne) auf dem Dach des Gebäudes Bauingenieurwesen

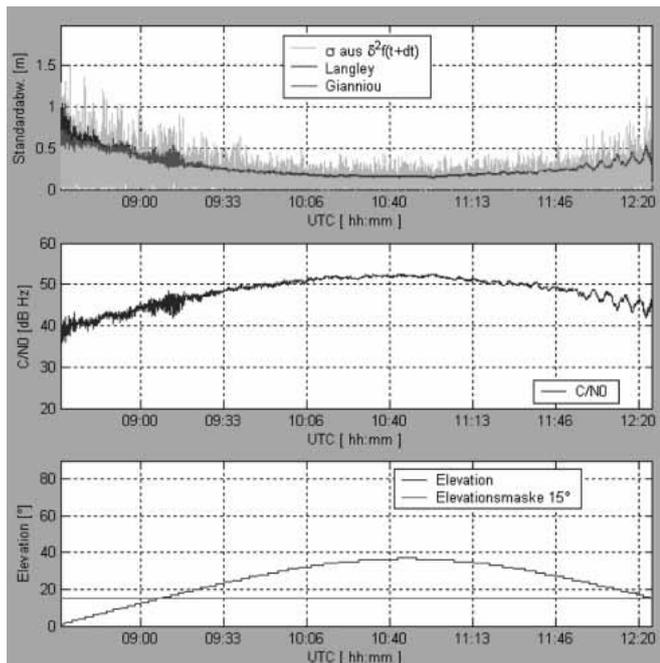


Abb. 4: Modellierung der Standardabweichungen des Trimble 4700 (Satellit PRN 27) mittels normierten Differenzen zweiter Ordnung ($\delta^2 f(t + dt)$) und Formel von GIANNIOU (Gl. 19) und LANGLEY (Gl. 18)

und Geodäsie der TU Darmstadt ist der Einfluss von Multipath in den meisten ausgewählten Satelliten sichtbar. Die Standardabweichungen, berechnet aus den normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung (Gl. 1–Gl. 8), sind geringfügig größer, als die mit der Signalstärke berechneten Standardabweichungen (Gl. 18 und Gl. 19), da diese Formeln nur das thermische Rauschen des Empfängers darstellen und demnach andere Fehler-

einflüsse, wie z. B. atmosphärische Resteffekte, nicht berücksichtigt werden. Nichtsdestotrotz werden die realen Genauigkeiten mit den empirischen Formeln gut abgebildet. Dabei ist bei Elevationswinkeln über 25° in der Regel eine Signalstärke erreicht, bei der auf Grund der Tatsache, dass die Standardabweichung σ_p proportional zu $1/\sqrt{S/N_0}$ ist, σ_p kaum noch mit steigender Signalstärke bzw. Elevation abnimmt ($\sigma_p \sim \pm 0,5$ m). Bei Elevationswinkeln unter 25° nimmt die Signalstärke auf Grund der Verlängerung des Signalwegs und des kleineren Gewinns der Empfangsantenne stark ab (siehe Abb. 7). Daraus folgt eine deutliche Zunahme von σ_p ($\sigma_p \sim \pm 1,5$ m) mit abnehmender Elevation. Dieser Effekt wird dadurch verstärkt, dass die Wurzel-Funktion in diesem Bereich steiler ist. Ferner tritt bei flachen Elevationswinkeln oft eine starke Zunahme von σ_p auf, die durch die Abschwächung des Signals durch die destruktive Überlagerung von direktem und reflektierten Signalen verursacht wird.

Wie schon oben erwähnt, ist bei der Analyse der Daten des 4700er Empfängers auf den Vergleich mit der empirischen Formel aus (GIANNIOU, M., 1996) verzichtet worden, da der 4700er schon „echte“ \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte ausgibt, weshalb eine Umrechnung in das alte Trimble SNC Format nicht sinnvoll ist. Abb. 3 und Abb. 4 stellen den Verlauf der Standardabweichungen der Satelliten PRN 1 und PRN 27, die mit dem Trimble 4700er registriert wurden, über einen gesamten Durchlauf dar. Prinzipiell sind die Ergebnisse des 4700er Empfängers identisch mit denen des 4000er Empfängers, d. h., dass die Messgenauigkeit bei guten Verhältnissen Werte von ca. $\pm 0,5$ m annimmt und bei sich verschlechternden Verhältnissen wiederum ansteigt. Im Bereich niedriger Elevation und Signalstärken ist der 4700er Empfänger allerdings etwas robuster als der ältere Trimble 4000. Dies zeigt sich darin, dass

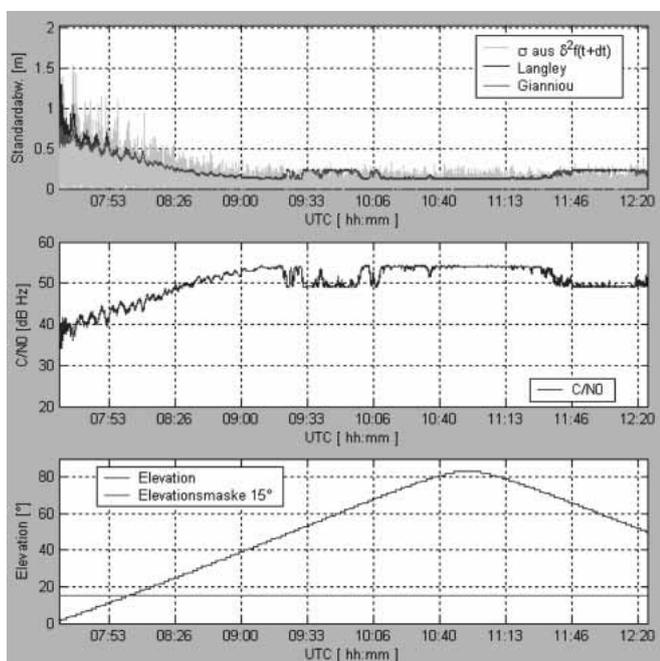


Abb. 5: Modellierung der Standardabweichungen des Trimble 4000 SSI (Satellit PRN 20) mittels normierten Differenzen zweiter Ordnung ($\delta^2 f(t + dt)$) und Formeln von GIANNIOU (Gl. 19) und LANGLEY (Gl. 18)

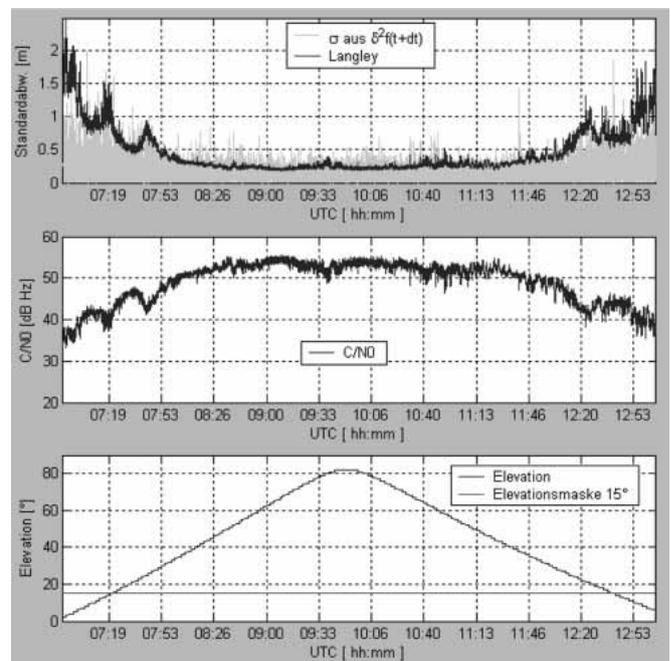


Abb. 6: Modellierung der Standardabweichungen des Trimble 4700 (Satellit PRN 21) mittels normierten Differenzen zweiter Ordnung ($\delta^2 f(t + dt)$) und Formel von LANGLEY (Gl. 18)

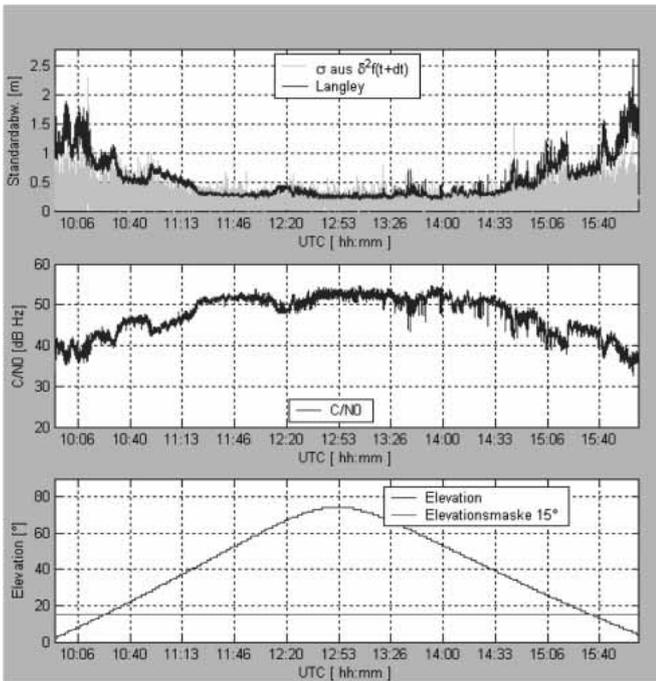


Abb. 7: Modellierung der Standardabweichungen des Trimble 4700 (Satellit PRN 27) mittels normierten Differenzen zweiter Ordnung ($\delta^2 f(t + dt)$) und Formel von LANGLEY (Gl. 18)

die aus den normierten zeitlichen Differenzen zweiter Ordnung (Gl. 1 – Gl. 8) berechneten Standardabweichungen im Grenzbereich (Elevation $< 20^\circ$) um etwa einen halben Meter geringer sind, als die des älteren 4000er Empfängers. Die in (LANGLEY, R., 1997) angegebene Formel (Gl. 18) für die erzielbare Standardabweichung der Code-Messung unterschätzt das Genauigkeitspotential des modernen Empfängers 4700 im Grenzbereich (Elevation $< \text{ca. } 20^\circ$). Der Grund hierfür ist wahrscheinlich die

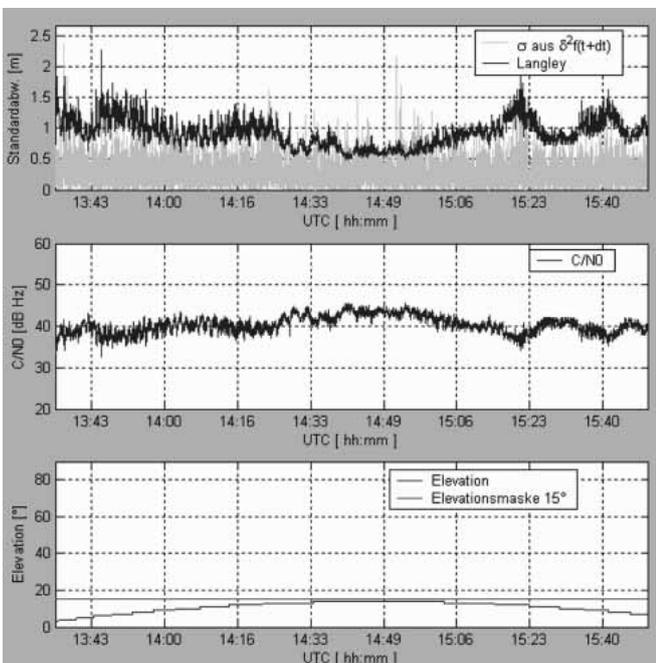


Abb. 8: Modellierung der Standardabweichungen des Trimble 4700 (Satellit PRN 21) mittels normierten Differenzen zweiter Ordnung ($\delta^2 f(t + dt)$) und Formel von LANGLEY (Gl. 18)

wesentlich verbesserte Signalverarbeitung des 4700er Empfängers.

In Abb. 8 ist ein extremer Fall am Beispiel des Satelliten (PRN 21) dargestellt. Der Satellit wurde zu keiner Zeit seines Durchlaufes mit einer Elevation $> 20^\circ$ aufgezeichnet. Die Folge des tiefen Durchgangs sind \hat{S}/\hat{N}_0 Werte, die im Bereich von ca. 40 dBHz verbleiben und zu einer Standardabweichung der gemessenen Pseudostrecken von 1 bis 1,5 m führen, bedingt durch sehr starke Multipath- und atmosphärische Einflüsse. Es kommt einem Kompromiss gleich, solch einen Satelliten für die Positionierung zu verwenden. Einerseits führt die geringe Elevation zu einer hohen Standardabweichung der Pseudostrecken. Andererseits kann das Benutzen eines relativ tief stehenden Satelliten zu einer Geometrieverbesserung führen, die sich positiv auf den PDOP und demnach auf die Positionierung auswirkt.

Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse

In dem vorliegenden Artikel wurden die Parameter beschrieben, die einen Einfluss auf die Modellierung der Genauigkeit von GPS-Messungen haben. Ihre Bedeutung für die Praxis konnte durch Messergebnisse exemplarisch veranschaulicht werden. Dabei hat sich der von GPS-Empfängern oft ausgegebene Schätzwert \hat{S}/\hat{N}_0 für die Signalqualität in der Form eines Signal-zu-Rauschleistungs-dichteverhältnis S/N_0 (in vielen Veröffentlichungen oft auch als C/N_0 bezeichnet) als sehr geeignet erwiesen, da dieser Parameter in Formeln eingesetzt werden kann, welche die Standardabweichung der Code- bzw. der Phasenmessung als Funktion des C/N_0 bzw. S/N_0 angeben. Es gibt jedoch viele GPS-Empfänger, die als Parameter für die Signalqualität Größen wie z. B. AMU, SNC etc. in firmenspezifischen Einheiten ausgeben, die nicht ohne weiteres in Formeln eingesetzt werden können. Es wäre wünschenswert, wenn dieser Artikel dazu beitragen könnte, sowohl Hersteller als auch Nutzer von GPS-Empfänger darauf aufmerksam zu machen, welche Vorteile die

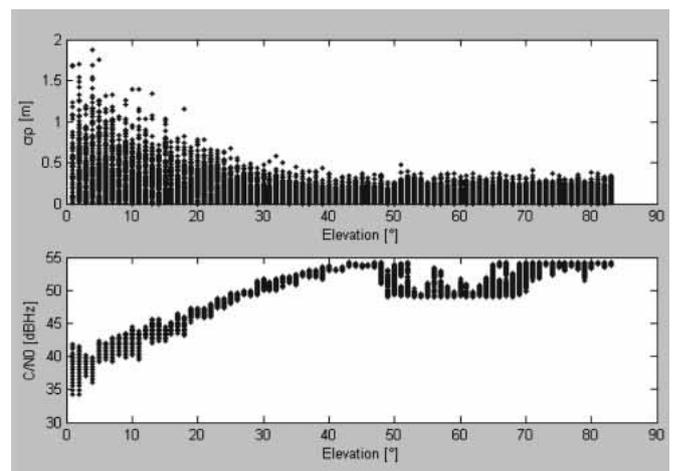


Abb. 9: Abhängigkeit der Standardabweichung der Pseudostrecke von der Elevation (oben) und des C/N_0 von der Elevation (unten). Empfänger Trimble 4000 SSI Satellit PRN 20

Ausgabe und Verwendung eines physikalisch korrekten Schätzwerts für die Prozessierung bietet.

Da die Varianz der Pseudostreckenmesswerte proportional zum physikalischen S/N bzw. S/N_0 des GPS-Signals ist, kann sie am besten zur Beurteilung der Qualität der von GPS-Empfängern ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte dienen. Bei der Auswertung der durchgeführten Messungen hat es sich gezeigt, dass die Varianz der Pseudostreckenmesswerte am besten aus deren zweifachen zeitlichen Differenz bestimmt werden kann. Die Nutzung der zweifachen zeitliche Differenz der Pseudostreckenmesswerte ist auch generell dann hilfreich, wenn die Signalqualität bzw. das Messrauschen von GPS-Empfängern, die keine standardisierte \hat{S}/\hat{N} - bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte ausgegeben, beurteilt werden bzw. für eine Gewichtung benutzt werden soll.

Bei Elevationswinkel über 25° (siehe Abb. 7) ist in der Regel eine Signalstärke erreicht, bei der auf Grund der Tatsache, dass σ_p proportional zu $1/\sqrt{S/N_0}$ ist, σ_p kaum noch mit steigender Signalstärke bzw. Elevation abnimmt. Bei Elevationswinkeln unter 25° ist jedoch eine deutliche Zunahme von σ_p mit abnehmender Signalstärke bzw. Elevation sichtbar. Darüber hinaus zeigt sich bei flachen Elevationswinkel oft auch eine wellenförmige Variation des σ_p als Funktion der Elevation, da es bedingt durch in höherem Maß auftretenden Mehrwegeeffekten, – je nach Laufzeitunterschieden zwischen direktem und reflektierten Signal – es zu Erhöhung bzw. Verringerung der resultierenden Signalstärke kommt.

Auf Grund der bei flachen Elevationen zunehmenden Mehrwegeeffekte muss leider oft auf die Nutzung flachstehende Satelliten verzichtet werden, obwohl sie aus geometrischer Sicht (Verbesserung des DOP) hilfreich wären.

Aus dem epochenweisen teilweise starkem Variieren der \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte ergibt sich die Frage, welche Auswirkungen die Variationen der \hat{S}/\hat{N}_0 im Detail auf die Positionierung haben. Ist es zum Beispiel sinnvoll eine Glättung der \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte (beispielsweise durch ein gleitendes Mittel der \hat{S}/\hat{N}_0 -Werte über mehrere Epochen) durchzuführen und die Positionierung dadurch positiv zu beeinflussen? Um diese Frage beantworten zu können bedarf es allerdings weiterer Untersuchungen.

Als praktischer Nutzen dieser Analyse stellte sich heraus, dass moderne Empfänger im Grenzbereich (Elevation $< 20^\circ$) oftmals ein besseres Genauigkeitspotential zur Verfügung stellen als Geräte älterer Generation. Dies liegt vor allem an der in den letzten Jahren verbesserten Hardwarearchitektur, die z. B. den Einfluss von Multipath mindern können. Dabei kann das Verhalten des relativ modernen Trimble 4700er auf viele andere moderne Empfänger übertragen werden.

Literatur

ACELRAD, et al., 1994

AXELRAD, P., C. COMP and P. MACDORAN (1994): Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results, Proceedings of ION GPS-94, Salt lake city, September 20–23, pp.655–666

BREIVIK, et. al. 1997

BREIVIK, K., B. FORSSELL, C. KEE, P. ENGE, T. WALTER: “Estimation of Multipath Errors in GPS Pseudorange Measurements”, Navigation, Journal of ION, Vol. 44, No. 1, Spring 1997

BUTSCH, F., 2001

BUTSCH, F.: „Untersuchungen zur elektromagnetischen Interferenz bei GPS“, Dissertation, Schriftenreihe der Institute des Studiengangs Geodäsie und Geoinformatik, der Universität Stuttgart, 2001, Report Nr. 2001.1, ISSN 0933-2839

BUTSCH, F., 2002

BUTSCH, F.: “Radiofrequency Interference and GPS”, GPS-World, October 2002, <http://www.gpsworld.com/gpsworld/data/articlestandard/gpsworld/422002/35208/article.pdf>

CONKER, R. S., 2000

CONKER, R. S.; EL-ARINI, M. B.; HEGARTY, C. J.; HSIAO, T.-Y.: 2000, “Modeling the Effects of Ionospheric Scintillation on GPS/SBAS Availability”, MITRE Center for Advanced Aviation System Development (CAASD), MP 00W0000179

DIERENDONCK, A., 1996

DIERENDONCK VAN, A. J.: in “Global Positioning System, Theory and Applications” Progress in Aeronautics and Astronautics, Vol. 164, 1996

DIERENDONCK, A., et al., 1992

DIERENDONCK VAN, A. J., P. C. FENTON, T. FORD: “Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver”, in “Navigation“, Journal of the Institute of Navigation, Vol. 39, Fall 1992, Alexandria, Virginia, 1992

DOHERTY, H., et. al., 2000

“Ionospheric Scintillation Effects in the Equatorial and Auroral Regions”, Patricia H. Doherty, Susan H. Delay and Cesar E. Valladares, Boston College, John A. Klobuchar, Innovative Solutions International, ION GPS2000

EISFELLER, B., 1997

EISFELLER, B.: „Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger“, Habilitationsschrift, Schriftenreihe, Studiengang Vermessungswesen, Universität der Bundeswehr, Neubiberg 1997

FENTON, P., et al., 1991

FENTON, P., W. FALKENBERG, T. FORD, K. NG, A. VAN DIERENDONCK: “Novatel’s GPS Receiver. The High Performances OEM Sensor of the Future”, Proceedings of ION 91, Albuquerque, 1991

GIANNIOU, M., 1996

GIANNIOU, M.: „Genauigkeitssteigerung bei kurzzeit-statischen und kinematischen Satellitenmessungen bis hin zu Echtzeitanwendung“, Deutsche Geodätische Kommission, Reihe C, Heft Nr. 458

GURTNER, W., 2001

GURTNER, W.: “RINEX: The Receiver Independent Exchange Format Version 2.10”, Astronomical Institute University of Berne

KLEUSBERG, A., 1999

Prof. Dr. KLEUSBERG, A., Institut für Navigation, Universität Stuttgart: Privatgespräch im Dezember 1999

KNIGHT, M., A. FINN, 1998

“The effects of ionospheric scintillations on GPS”, M. Knight and A. Finn, ION GPS 1998

LANGLEY, R., 1997

LANGLEY, R.: “GPS Receiver System Noise”, GPS World, Vol. 8, No. 6, Juni, S. 40–45

LYUSIN S., KHAZANOV, I., 1997

LYUSIN, S., I. KHAZANOV: Ashtech, Inc. Moscow, “Techniques for Improving Anti-Jamming Performance of

- Civil GPS/GLONASS Receiver”, Proceedings of ION97, Kansas-City, 1997
- RIZOS, C., 2002
- RIZOS, C., HAN, S., “Reference Station Network Based RTK Systems – Concepts and Progress”, http://www.gmat.unsw.edu.au/snap/publications/rizos_etal2002a.pdf“
- TRIMBLE, 1999
- TRIMBLE: “Mail from Trimble Support” from Jul-13-1999, Subject: SNR Conversions, Trimble_Support@Trimble.com
- WANNINGER, L., 1999
- WANNINGER, L.: „Der Einfluß ionosphärischer Störungen auf die präzise GPS Positionierung mit Hilfe virtueller Referenzstationen“, Zeitschrift für Vermessungswesen (ZfV), Nr. 124, S. 322–330, Oktober, 1999
- WIESER, A., 2001
- WIESER, A.: “Robust and fuzzy techniques for parameter estimation and quality assessment in GPS”, Dissertation an der TU Graz, Shaker Verlag, ISBN 3-8265-9807-5
- ZHUANG, W., 1992
- ZHUANG, W. H.: “Composite GPS Receiver Modelling, Simulations and Applications”, Ph.D. Thesis, University of New Brunswick, 1992

Adresse der Autoren:
Dr.-Ing. FELIX BUTSCH
DFS Deutsche Flugsicherung GmbH
Am DFS-Campus 10
63225 Langen
E-mail: Felix.Butsch@dfs.de

Dipl.-Ing. ADRIAN KIPKA
Institut für Physikalische
Geodäsie
Technische Universität Darmstadt
Petersenstrasse 13
64287 Darmstadt
E-mail: Kipka@ipg.tu-darmstadt.de



Ergänzung zum Beitrag „Die Bedeutung der Absteckung“ im Heft 3/2003

Nach einem freundlichen Hinweis von Herrn Dr. Völter, intermetric gmbh, Stuttgart, möchte ich den o.g. Beitrag in dem Sinne ergänzen, dass es entgegen meiner darin geäußerten resignierenden Feststellung doch wenigstens eine aktuelle Veröffentlichung zu dem Thema Absteckung gibt. In dem Band „Eisenbahnbau“ des Handbuchs Ingenieurgeodäsie (Wichmann-Verlag) werden in den Kapi-

teln 7 und 8 die Aufgaben, Verfahren und Probleme der Absteckung ausführlich beschrieben. Dieses Buch ist seinem Titel nach für den Eisenbahn- und Gleisbau ausgelegt, aber das Gebiet der Absteckung wird so allgemeingültig behandelt, dass es im wesentlichen für alle ingenieurtechnischen Absteckungen zutrifft.

WERNER WENDERLEIN

Zusammenfassung

In dem vorliegenden Artikel werden die Parameter beschrieben, die einen Einfluss auf die Modellierung der Genauigkeit von GPS-Messungen haben. Mittels dem vom GPS Empfänger ausgegebenen Schätzwert für die Signalqualität lässt sich die Qualität von GPS-Signalen charakterisieren. Dabei wird ein eindeutiger Zusammenhang zwischen Signalqualität, Elevation und der Güte der Pseudostreckenmessung ersichtlich. D. h., dass sich aus der Angabe der Schätzwerte der Signalqualität die Güte der Pseudostreckenmessung modellieren lässt. Die Ausgabe der Signalqualität erfolgt jedoch – je nach Empfängertyp – auf ganz unterschiedliche Weise. Diese nicht standardisierte Ausgabe der Schätzwerte der Signalqualität in S/N , SNR , C/N (ohne Einheit oder in dB oder in herstellereigenen Einheiten) und S/N_0 , C/N_0 (in dBHz) führt dazu, dass diese Größen selten für die Auswertung von GPS-Beobachtungen benutzt werden. Dieser Artikel soll sowohl Hersteller als auch Nutzer von GPS-Empfängern darauf aufmerksam machen, welche Vorteile die Ausgabe und Verwendung eines physikalisch korrekten Schätzwerts für die Signalqualität bietet.

Strobl Josef, Blaschke Thomas, Griesebner Gerald (Hrsg.)

Angewandte Geographische Informationsverarbeitung XV 2003, Heidelberg, Wichmann Verlag, ISBN 3-87907-392-9, EUR 85,-

Zum mittlerweile 15. Mal fand in Salzburg das Symposium für Angewandte Geographische Informationsverarbeitung – AGIT – am Zentrum für Geographische Informationsverarbeitung (ZGIS) am Institut für Geographie und Angewandte Geoinformatik der Universität Salzburg statt. Mit 78 dokumentierten Vorträgen beschreibt das „Jahrbuch“ der Geoinformatik auch in diesem Jahr wieder den aktuellen Stand der Entwicklung und Anwendung von Geo-Informationssystemen. Sowohl die Auswahl des Themenspektrums als auch die Anwendung in den vielfältigen

Fachgebieten zeigt wieder eindrucksvoll, dass GIS ein Querschnittsthema mit vielen verschiedenen Facetten ist. Die in der Hauptsache deutschsprachigen Beiträge spannen dabei den Bogen von Geodatenerfassung über GI-Infrastrukturen und Web Mapping bis hin zur Visualisierung. Somit ist das Buch auch in diesem Jahr eine Fundgrube für die GIS-Community, um die neuesten Entwicklungen zu verfolgen, aber auch um zu sehen, was die Technologie heute leistet und wie andere diese erfolgreich umsetzen.

R. SEUSS, Darmstadt