



## Nutzen des Post-Processings von aufgezeichneten GPS-Zwischenfrequenzsignalen zur Positionierung bei Abschattungen und im Indoor-Bereich

Thomas Pany, Neubiberg

### Kurzfassung

Fortschritte in der GNSS-Empfängertechnologie ermöglichen es anstelle der Rohdaten (d.h. Pseudostrecke, Doppler und Trägerphase) direkt das empfangene und digitalisierte GNSS-Signal aufzuzeichnen und mittels Software am PC zu verarbeiten. Dadurch können komplexere Algorithmen realisiert werden, als sie typischerweise in Hardware-Empfängern zum Einsatz kommen, die dafür auf eigens entwickelte Chipsätze zurückgreifen. Unter anderem ist es möglich die gesamte Signalverarbeitung im Post-Processing durchzuführen und sie dabei mit externen Daten zu stützen. Zwei Algorithmen, der Vektormodus und der „Data-Wipe-Off“, werden hier vorgestellt und mit realen und simulierten GPS-Daten verifiziert. Dadurch wird die Stabilität und Verfügbarkeit der Rohdatenmessung signifikant erhöht, was für die Indoor-Positionierung und für die Trägerphasenmessungen bei geringer Signalstärke von großer Bedeutung ist.

### Abstract

A recent progress in the GNSS receiver technology allows to store the digital GNSS signal directly on a hard disc of a normal PC instead of storing only raw measurements like pseudo range, Doppler and carrier phase. The GNSS signal is then processed by a software package allowing more complex algorithms than in a conventional hardware GNSS receiver based on specialized chip sets. For example, the complete signal processing can be performed in post-processing utilizing additional external data. Two algorithms are presented in this work, the vector mode of a GNSS receiver and the data-wipe-off. They are verified with real and simulated GPS C/A code signals. The algorithms improve the measurement availability and stability of all observables (pseudo range, Doppler and carrier phase) significantly making them useful for indoor positioning and carrier phase positioning with low power GNSS signals.

## 1. Einleitung

Eine der wichtigen Entwicklungen in der Positionierung und Navigation der letzten Jahre war die Einführung von „Global-Navigation-Satellite-System (GNSS)“-Empfängern nach dem Prinzip des „Software-Defined-Radio (SDR)“. Dabei wird die komplette Signalverarbeitung im GNSS-Empfänger durch Software ersetzt, die auf einem herkömmlichen PC läuft. Die Flexibilität und Leistungsfähigkeit der Signalverarbeitung erhöht sich dadurch drastisch, da leistungsfähige und moderne Algorithmen in Software (z.B. in der Programmiersprache C++) viel leichter implementiert werden können, als jeweils geeignete Chips zu entwickeln.

Die SDR-Technik für GNSS-Empfänger ist derzeit noch im Anfangsstadium und vorerst hauptsächlich für Forschung und Entwicklung von Interesse. Sie könnte aber bald auch für spezielle praktische Anwendungen ihren Einsatz finden. In dieser Arbeit sollen beispielhaft die Indoor-Positionierung und die Trägerphasenmessung bei schlechten Empfangsbedingungen (d.h. bei einer geringen Signalstärke ausgedrückt durch einen niedrigen  $C/N_0$  Wert) behandelt werden.

### 1.1 Stand der GNSS-Empfängerentwicklung

Der derzeitige Stand der Technik bei GNSS-Empfängern war lange durch die so genannte Zwei-Chip-Lösung definiert, was speziell auf Empfänger für den Massenmarkt zutrifft. Ein Chip, der Hochfrequenz- oder HF-Chip verstärkt und filtert das von der GNSS-Antenne empfangene Signal bei z.B.  $L1=1,57542$  GHz und mischt es auf eine niedrigere Frequenz, z.B. bei 9,548 MHz. Dort tastet der HF-Chip das Signal digital mit einer Abtastrate von z.B. 38,19 MHz ab (Werte für den Chip SiRF GRF2) und leitet es an den Basisband-Chip weiter. Jener trennt die Signale der einzelnen Satelliten und bestimmt für jeden Satellit die Pseudostrecke, Trägerphase, Doppler und Signalstärke. Darüber hinaus dekodiert er die ausgesendete Navigationsnachricht zur Bestimmung der Satellitenephemeriden und Satellitenuhrfehler. Gerade für den Massenmarkt ist es üblich auf dem Basisbandchip noch einen Prozessor zu integrieren, der aus diesen Daten die Position bestimmt, den gesamten Empfänger kontrolliert und die Kommunikation mit dem Nutzer übernimmt. Die jüngste Entwicklung auf diesem Gebiet ist Integration aller Komponenten auf einem Chip zur weiteren Erhöhung der Integrationsdichte [8].

Geodätische GNSS-Empfänger oder speziell „Global Positioning System (GPS)“-Empfänger basieren meist auf mehreren Chips, da zum einen mehrere Frequenzbänder (z.B. GPS L1 und L2) verarbeitet werden und zum anderen die Signalverarbeitung im Basisband sehr aufwändig ist, um die gewünschte hohe Messgenauigkeit zu erhalten. Wie aus Abb. 1 zu erkennen ist, bietet der geodätische Empfänger im wesentlichen zwei Datenausgabeschnittstellen: eine für die Positionsdaten und eine für so genannte Rohdaten, d.h. das Ergebnis der Signalverarbeitung in Form von Pseudostrecken, Trägerphasen, etc. Darüber hinaus kann der Empfänger diverse weitere Daten (z.B. RTCM-Korrekturen) zur Verfügung stellen, was aber hier nicht weiter betrachtet werden soll.

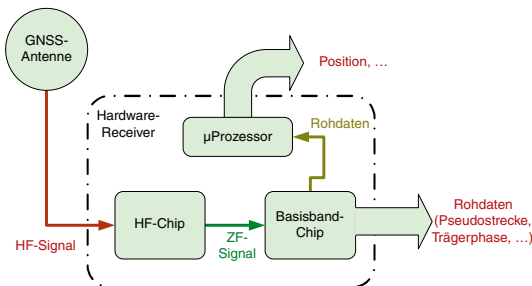


Abb. 1: Datenfluss im Hardware-Receiver

Hochpräzise Positionierung basiert oftmals auf Rohdaten, welche aufgezeichnet und im „Post-Processing“ nach Durchführung der Messung im Büro ausgewertet werden. Mittels geeigneter Software und unter Zuhilfenahme von präzisen Ephemeriden und Rohdaten von Referenzstationen wird die Trägerphasenmessung ausgewertet und zum Teil millimeter-genau positioniert.

## 1.2 Der Software-Receiver

Entgegen dem etwas irreführenden Namen, sind die Rohdaten das Ergebnis von äußerst komplexen und rechenintensiven Signalverarbeitungs-algorithmen, die in Form von Hardware als Chipsätze realisiert sind. Aufgrund der Komplexität der Chipentwicklung sind auch teure geodätische Empfänger nicht in der Lage Algorithmen einzusetzen, die unter allen Randbedingungen optimale Ergebnisse erzielen. Oftmals muss mit Näherungsverfahren gearbeitet werden. Dies trifft speziell auf Situationen zu, bei denen das GNSS-Signal teilweise abgeschattet ist oder es durch Objekte in der Umgebung zu Mehrwegeausbreitung kommt.

An dieser Stelle setzt der Software-Receiver an. Anstelle mit Rohdaten zu arbeiten wird direkt das

ZF-Signal in den PC übermittelt, der die weitere Prozessierung übernimmt (siehe Abb. 2). Diese Weiterleitung kann in Echtzeit, aber auch im „Post-Processing“ erfolgen. So könnte „im Feld“ das ZF-Signal abgetastet und auf einer Festplatte gespeichert werden. Im Büro wird das Signal anschließend von der Festplatte geladen und verarbeitet.

Mit dem ZF-Signal steht dem PC (und der Auswertesoftware) die maximale Information über die durchgeführte Messung zur Verfügung. Der PC übernimmt zusätzlich zur Positionsauswertung auch die Signalverarbeitung und kann damit potentielle Schwachstellen der Hardware-Receiver durch Einsatz optimierter Software ausgleichen.

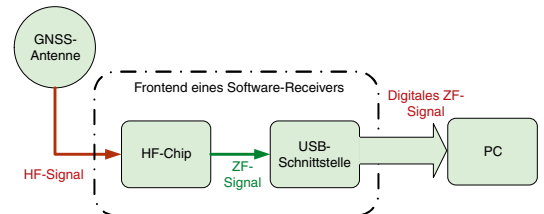


Abb. 2: Datenfluss im Software-Receiver

## 1.3 Das ZF-Signal im „Post-Processing“

Wird das abgetastete ZF-Signal nicht in Echtzeit sondern im „Post-Processing“ verarbeitet, so ergeben sich im Wesentlichen zwei Vorteile gegenüber der Echtzeitverarbeitung:

- Nutzung von externen Zusatzdaten
- Realisierung verbesserter Algorithmen

Im Folgenden sollen beide Punkte genauer betrachtet werden. Durch die Stützung des Empfängers im Vektormodus (siehe unten) mittels externer Satellitenephemeriden wird die GNSS-Signalverfügbarkeit erhöht. Die Stabilität der Trägerphasenmessung wird über eine Erhöhung der kohärenten Integrationszeit verbessert, wofür von einer externen Quelle die von den Satelliten ausgesendeten Bits der Navigationsnachricht in die Signalverarbeitung eingespielt werden.

## 2. GPS-Indoor-Positionierung im Vektormodus

Für den Empfang von GPS-Signalen innerhalb von Gebäuden ist die Empfindlichkeit des Empfängers zu steigern, um die durch Wände und Dach verursachte Signalabschwächung zumindest teilweise zu kompensieren. Dabei wird zum einen die Akquisitionsempfindlichkeit durch den Einsatz von massiv-parallelen Korrela-

toren erhöht und zum anderen die Tracking-Stabilität durch die Wahl geeigneter Algorithmen verbessert [2] [8].

Dies gilt auch für das Post-Processing von ZF-Indoor-Signalen, welches im Folgenden mit dem Vektormodus eines GPS-Empfängers als Methode zur Indoor-Positionierung vorgestellt werden soll. Einleitend wird zunächst der Standardaufbau eines GPS-Empfängers mit unabhängigen Kanälen zusammengefasst.

## 2.1 GPS-Empfänger mit unabhängigen Kanälen

Die meisten verfügbaren GPS-Empfänger verwenden parallele Kanäle, um die Signale der einzelnen Satelliten (und Frequenzen) zu verarbeiten. Eine schematische Darstellung davon ist in Abb. 3 zu sehen.

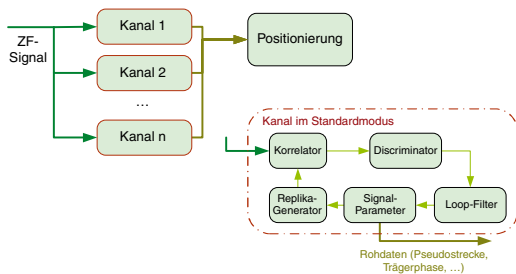


Abb. 3: GPS-Empfänger mit unabhängigen Kanälen

Jeder Kanal ist dabei in der Lage eine Kopie des vom jeweiligen Satelliten ausgesendeten Signals zu generieren (Replika-Signal). Dieses Signal wird mit dem empfangenen Signal korreliert und über die Korrelationswerte bestimmt der Diskriminator Abweichungen des empfangenen Signals zum Replika-Signal. Die gefilterten Abweichungen dienen dazu die Signalparameter des Replika-Signals an die des empfangenen Signals anzupassen. Dieser Prozess der Signalnachführung verlangt, dass die Differenz in den Signalparametern zwischen empfangenen und Replika-Signal einen gewissen Wert nicht übersteigt, d.h. die Differenzen müssen im so genannten „Pull-In“-Bereich der Diskriminatoren bleiben. Je größer dieser Bereich, desto stabiler das Tracking. Darüber hinaus schätzt der Kanal permanent die Leistung des empfangenen Signals. Unterschreitet diese Leistung einen vordefinierten Grenzwert stoppt der Kanal das

Tracking und man spricht von einem „Loss-of-Lock“. Nach dem „Loss-of-Lock“ müssen die Signalparameter des Kanals über die Akquisition erneut initialisiert werden.

Während des Tracking geben die Kanäle die internen Signalparameter an die Positionierung weiter. Es kommt jedoch zu keinem Datenrückfluss von der Positionierung zu den Kanälen, d.h. alle Kanäle arbeiten unabhängig voneinander. Mittels dieses Verfahrens ist es durchaus möglich Signalstärken  $< 10 - 20$  dBHz zu verarbeiten und sich auch in Gebäuden zu positionieren [2].

Innerhalb von Gebäuden unterliegt die Signalleistung großen Schwankungen und es können auch mit einer erhöhten Trackingempfindlichkeit „Loss-of-Lock“ Ereignisse nicht vermieden werden. Besonders problematisch ist dabei, dass die Trackingempfindlichkeit höher als die Akquisitionsempfindlichkeit ist, die nur bei typischerweise  $20 - 30$  dBHz liegt [2]. Im Indoor-Bereich ist es somit besonders schwierig ein einmal verlorenes Signal wieder zu akquirieren. Darüber hinaus ist die Akquisition rechenaufwändiger als das Tracking.

## 2.2 Vektor-GPS-Empfänger

Bei einem Empfänger im Vektormodus werden die einzelnen Kanäle über die Positionslösung miteinander verkoppelt [9] [5]. Wie aus Abb. 4 ersichtlich ist, führt der Kanal seine Signalparameter nicht mehr autonom nach, sondern wird von der Positionierungseinheit gesteuert. Diese berechnet für die aktuelle Epoche, die zu erwartende Dopplerfrequenz und Pseudostrecke des Signals. Diese Berechnung wird bei einem GPS-C/A-Kode-Empfänger typischerweise 50-mal pro Sekunde und Kanal durchgeführt. Replika-Signalerzeugung, Korrelation und Diskriminatoren funktionieren gleich wie im Fall unabhängiger Kanäle. Die Diskriminatorwerte werden zur prädizierten Pseudostrecke und Dopplerfrequenz addiert, um die gemessene Pseudostrecke und Dopplerfrequenz zu erhalten. Die Werte werden über eine Messperiode (z.B. 1 Sekunde) gemittelt und an die Positionierung weitergeleitet. Es soll angemerkt werden, dass mit dieser Methodik keine Phasemessung durchgeführt werden kann, da die geschätzte interne Empfängerposition im Allgemeinen nicht die dafür erforderliche Genauigkeit hat. Auf diese Problematik wird im nächsten Punkt eingegangen.

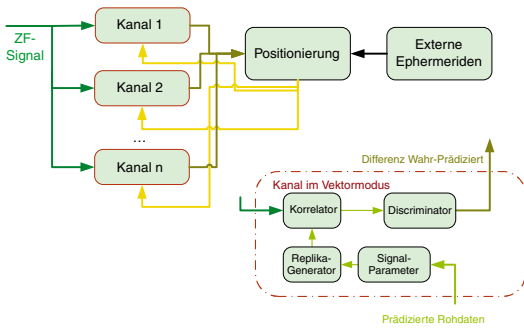


Abb. 4: GPS-Empfänger im Vektormodus

Der wesentliche Vorteil des Vektormodus ist, dass die Kanäle sich gegenseitig über die Empfängerposition stützen und die prädierten Signalparameter immer zumindest ungefähr den wahren Signalparametern gleichen. Die Korrelation findet somit im „Pull-In“ Bereich der Diskriminatoren statt. Speziell werden im Vektormodus auch Satellitensignale verarbeitet deren Signal stark abgeschwächt ist, resp. die überhaupt nicht sichtbar sind. In diesem Fall ist die Ausgabe der Diskriminatoren stark verrauscht und die Messgenauigkeit gering. Über die Diskriminatoren wird, wie im Fall unabhängiger Kanäle, die Signalstärke geschätzt. Unterschreitet die Signalstärke einen Schwellwert werden die Daten des jeweiligen Kanals nicht mehr an die Positionierung weitergeleitet. Im Gegensatz zum Fall unabhängiger Kanäle wird das schwache Satellitensignal jedoch permanent weiterverarbeitet und sobald die Signalstärke wieder ansteigt, verringert sich instantan das Rauschen und es erhöht sich die geschätzte Signalstärke. Die Daten des Kanals stehen sofort nach dem Anstieg zur Positionierung zur Verfügung. Bei unabhängigen Kanälen stünden die Daten erst nach erfolgter Reakquisition zur Verfügung, die typischerweise mindestens einige Sekunden (aber auch wesentlich länger) dauert. Wenn über eine externe Quelle Satellitenephemeriden zur Verfügung stehen, kann der Vektor-Empfänger auch Satelliten mit niedrigster Signalstärke verarbeiten, die er ansonsten mit unabhängigen Kanälen nicht akquirieren könnte.

Um den Receiver in den Vektormodus schalten zu können, bedarf es einer ersten Positionslösung (inkl. Bestimmung von Geschwindigkeit, Empfängeruhrfehler und Drift). Damit ist die Positionierungseinheit in der Lage prädierte Pseudostrecken- und Doppler-Parameter zu berechnen. Der Vektormodus wird abgeschaltet sobald über

einen längeren Zeitraum weniger als 4 Satelliten zur Verfügung stehen und die Genauigkeit der Positionierungslösung degradiert. In diesem Fall schaltet der Empfänger zurück in den Modus mit unabhängigen Kanälen.

Zusammenfassend lassen sich die Vor- und Nachteile des Vektormodus wie folgt charakterisieren:

- + wechselseitige Kanalstützung
- + Nutzung externer Ephemeriden in der Signalverarbeitung
- Erhöhter Rechenaufwand

### 2.3 Messergebnisse

Zur Demonstration des oben präsentierten Konzepts wurde ein Indoor-GPS-ZF-Signal in einem Gebäude der Universität der Bundeswehr München aufgezeichnet. Der GPS-Empfänger befand sich zu Beginn außerhalb des Gebäudes. Nach ca. 50 Sekunden hat das Messteam das Gebäude betreten und den Flur im Erdgeschoss auf- und abgeschritten. Daraufhin wurde die gleiche Bewegung im Flur des ersten Stocks wiederholt und es erfolgte zum Abschluss eine Rückkehr zum Startpunkt außerhalb des Gebäudes. Die Trajektorie ist in Abb. 8 zu sehen und Daten des Gebäudes in Tab. 1.

Die Signalstärke innerhalb des Gebäudes betrug maximal 39 dBHz, kurzzeitig waren einzelne Signale komplett abgeschattet. Im Mittel betrug die Signalstärke im Erdgeschoß zwischen 17 – 32 dBHz und im ersten Stock zwischen 22 und 39 dBHz. Die Messung wurde am 17. Februar 2006 um 8:35 UTC begonnen [5].

Das GPS-Signal wurde mit einem kommerziellen Software-Receiver-Frontend erfasst und die Daten über den USB-Bus auf einem Laptop abgespeichert. Die Aufzeichnungsrate betrug 16 MHz bei einer Signalbandbreite von 2 MHz.

Anzahl der Stockwerke	1
Baumaterial der Wand	Ziegel
Baumaterial des Daches	Bitumenabdeckung
Baumaterial des Bodens im ersten Stock	Stahlbeton

Tab. 1: Gebäudedaten

Die Datenauswertung erfolgte mit dem Software-Receiver des Instituts für Erdmessung und Navigation der Universität der Bundeswehr München [6].

Zur Positionierung wurde ein optimierter Kalmanfilter verwendet, dessen Einstellungen aus Tab. 2 ersichtlich sind [3]. Dieser Filter verwendet ein Bewegungsmodell 1. Ordnung und ist in der Lage nach erfolgter Initialisierung auch dann eine Positionslösung zu berechnen, falls weniger als 4 Satelliten sichtbar sind. Die Positionslösung wird in diesem Fall teilweise präzidiert und ihre Genauigkeit degradiert mit der Zeit. Falls weniger als 4 Satelliten sichtbar sind, wird die Höhe der geschätzten Position auf dem letzt gültigen Wert festgehalten und es werden nur mehr horizontale Koordinaten geschätzt.

Eingabedaten	Pseudostrecke, Doppler
Zustandsvektor	Position, Geschwindigkeit, Uhrfehler und Drift
Updaterate	1 s
Uhrrauschen	$10^{-7}$ s/s
Geschwindigkeitsrauschen	0.05 m/s
Min. Elevation	0°
Höhenfixierung	Ja

Tab. 2: Einstellungen des Kalman-Filters

Der Software-Receiver wurde mit den Einstellungen aus Tab. 3 betrieben. Für die Akquisition ergibt sich damit eine hohe Empfindlichkeit, vergleichbar mit Indoor-GPS-Chipsätzen [2]. Bei der Auswertung im Post-Processing wurde das Tracking angehalten während die zeitaufwändige Akquisitionsroutine lief.

Akquisition	15 × 10 ms
Kode	Early-Late, d = 1 Discriminator, $B_{DLL} = 1$ Hz
Doppler	$B_{FLL} = 10$ Hz
Loss-of-Lock Threshold	18 dBHz
Nominelle Akquisitionsempfindlichkeit	23.4 dBHz
Akquisitionsrate	5 s

Tab. 3: Einstellungen der Signalverarbeitung

### 2.3.1. Unabhängige Kanäle

Die Anzahl der verfügbaren Pseudostrecken- und Doppler-Messungen bei unabhängigen Kanälen ist in Abb. 5 und Abb. 6 dargestellt.

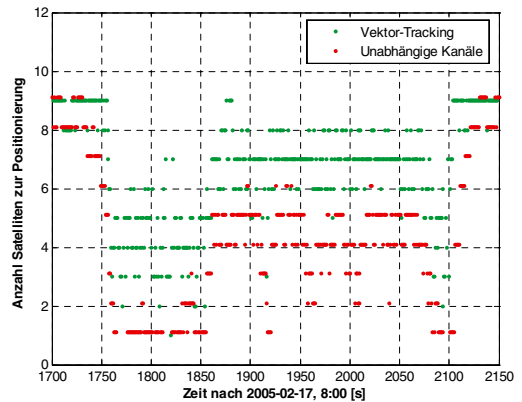


Abb. 5: Anzahl der verfügbaren Pseudostrecken-Messungen

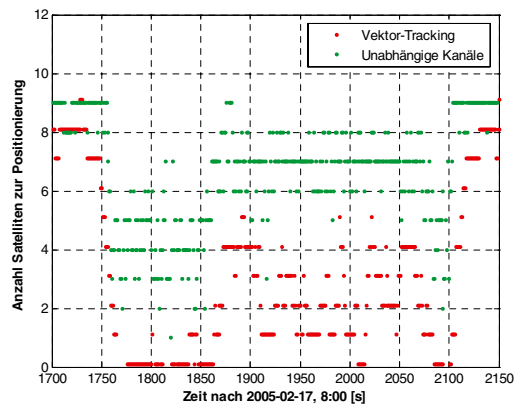


Abb. 6: Anzahl der verfügbaren Doppler-Messungen

Es sind deutlich aus Abb. 5 die Messphasen innerhalb und außerhalb des Gebäudes zu erkennen. Während des Aufenthalts im Erdgeschoss ( $t = 1750 - 1870$  s) wurde teilweise nur 1 Satellit verarbeitet, im zweiten Stock ( $t = 1870 - 2080$  s) im Durchschnitt 4 Satelliten.

Die resultierende Trajektorie ist in Abb. 7 zu sehen. Der Empfänger berechnet auch innerhalb des Gebäudes kontinuierlich eine Lösung, deren Genauigkeit allerdings gering ist. Speziell im Erdgeschoss steht nur 1 Satellit zur Verfügung, so dass die Positionierung im Wesentlichen die am Eingang des Gebäudes bestimmte Position linear extrapoliert.

Außerhalb des Gebäudes akquiriert die Software sowohl zu Beginn als auch am Ende der Messung alle 9 sichtbaren Satelliten. Es soll

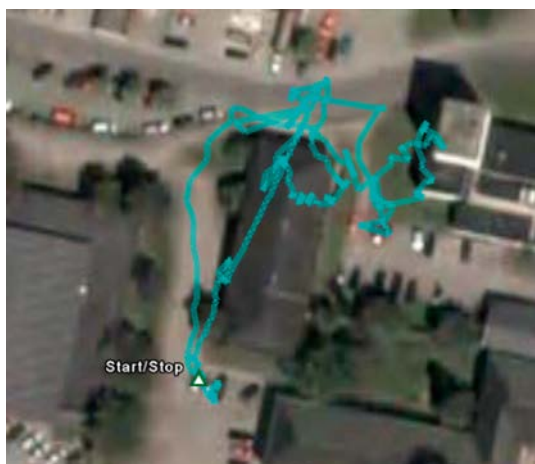


Abb. 7: Gemessene Trajektorie mit unabhängigen Kanälen

darauf hingewiesen werden, dass diese Satelliten teilweise abgeschattet waren und es dem Empfänger nicht möglich war die Navigationsnachricht zu dekodieren. Um einen objektiven Vergleich mit dem Vektormodus zu ermöglichen, wurden deswegen auch im Fall unabhängiger Kanäle externe Ephemeriden in Form von „International GNSS Service (IGS)“-Orbits im SP3-Format zur Verfügung gestellt.

### 2.3.2 Vektormodus

In einem zweiten Durchlauf wurde der Empfänger für den Vektormodus konfiguriert. Dabei erfolgte die Bestimmung der ersten Positionslösung außerhalb des Gebäudes, erst danach schaltet der Empfänger in den Vektormodus. Der Vektormodus nutzte die gleichen externen Ephemeriden wie im Fall unabhängiger Kanäle.

Aus Abb. 5 und Abb. 6 ist deutlich ersichtlich, dass im Vektormodus wesentlich mehr Satelliten zur Verfügung stehen und die gemessene Trajektorie entspricht signifikant besser der wahren Trajektorie. Beispielsweise ist aus Abb. 8 die Bewegung entlang des Flurs sowohl im Erdgeschoß als auch im ersten Stock erkennbar. Die Trajektorie ist lediglich um einige Meter zu weit nördlich, was an ionosphärischen Fehlern oder einer fehlerhaften Georeferenzierung liegen kann.

Wie sich auch in anderen Versuchen gezeigt hat, ist die signifikant erhöhte Positionierungsgenauigkeit eine Folge der erhöhten Satellitenanzahl



Abb. 8: Gemessene Trajektorie im Vektormodus

im Vektormodus. Dies ist von besonderem Interesse, da die Messgenauigkeit der Pseudostrecke und der Dopplerfrequenz in beiden Fällen identisch ist.

Für die korrekte Funktion des Vektormodus sind externe Ephemeriden unerlässlich, da es gerade bei schlecht sichtbaren Satelliten aufgrund der permanenten Signalabbrüche schwierig ist, die Navigationsnachricht zu dekodieren. Das zur Verfügung stellen der Ephemeriden ist im „Post-Processing“ gut möglich, da diese Daten über das Internet frei verfügbar sind. Prinzipiell könnte der Vektormodus jedoch auch über präzidierte Ephemeriden in Echtzeit betrieben werden.

## 3. Trägerphasenmessung

Die Durchführung der Trägerphasenmessung im Vektormodus erfolgt grundsätzlich anders als bei unabhängigen Kanälen, die die Trägerphase des internen Replika-Signals kontinuierlich über eine Phasenregelschleife (PLL) an die Trägerphase des empfangenen Signals anpassen. Eine Verkopplung dieses Prinzips über die Positionierung (analog zur Pseudostrecken und Dopplermessung) ist nur sehr eingeschränkt möglich, da hierfür die Empfängerposition millimeter-genau bestimmt werden müsste. Ebenso müssten alle zusätzlichen Fehlergrößen wie zum Beispiel Satellitenpositionen und atmosphärische Verzögerungen millimeter-genau bekannt sein. Aus diesem Grund erscheint es sinnvoll, von einer Verkopplung der Trägerphasen abzusehen und sie auch im Vektormodus unabhängig für alle Kanäle zu bestimmen.

Das im Folgenden vorgestellte Prinzip (siehe Abb. 9) basiert darauf, eine erste Schätzung der Trägerphase über die integrierte Vektor-Dopplermessung zu bestimmen, diese anschließend zu filtern und die Mehrdeutigkeiten aufzulösen.

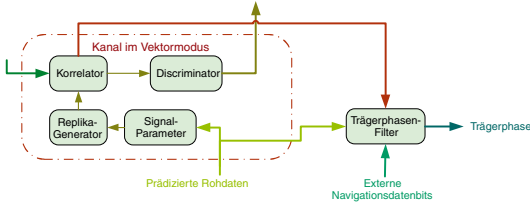


Abb. 9: Trägerphasenmessung im Vektormodus

Die Samples  $s_k$  des abgetasteten ZF-Signals werden durch folgende Gleichung approximativ beschrieben [11],

$$s_k = a_k d(t_k - \tau_k) c(t_k - \tau_k) \exp\{2\pi i t_k f_{L1} - i\varphi_k\} + noise. \tag{1}$$

Dabei wird hier nur der Beitrag eines einzelnen Satelliten betrachtet. Das Symbol  $a_k$  bezeichnet die Signalamplitude,  $t_k$  die Epoche des Samples in [s] ( $t_k = k/f_s$  wobei  $f_s$  die Abtastrate ist),  $d(t)$  ist das ausgesendete Datenbit,  $c(t)$  der ausgesendete „Pseudo-Random-Noise (PRN)“-Code,  $\tau_k$  die wahre Pseudostrecke in [s],  $f_{L1}$  die nominelle Trägerfrequenz in [Hz] und  $\varphi_k$  die wahre Trägerphase in [rad]. Unter „noise“ werden das thermische Rauschen, Beiträge von anderen Satelliten und allfällige Mehrwegeausbreitung zusammengefasst.

Der entsprechende Kanal erzeugt nun ein Replika-Signal, dessen Samples  $r_k$  durch folgende Gleichung gegeben sind,

$$r_k = c(t_k - \tau_k^{rec}) \exp\{2\pi i t_k f_{L1} - i\varphi_k^{rec}\}. \tag{2}$$

Hier zeigt der hochgestellte Index „rec“ an, dass es sich um Werte des Replika-Signals handelt. Besonders wichtig ist es hervorzuheben, dass  $\varphi_k^{rec}$  durch Integration der aus der Positionierung berechneten Doppler-Frequenz in Richtung des Satelliten stammt. Damit stimmt  $\varphi_k^{rec}$  nur ungefähr mit  $\varphi_k$  überein.

Diese Werte werden im Korrelator multipliziert, wobei der komplex-konjugierte Wert für das Replika-Sample genommen wird und es findet eine Aufsummierung über das kohärente Integrationsintervall (z.B. 20 ms) statt. Das Ergebnis wird als punkthafter Korrelationswert  $P$  bezeichnet und steht mit einer Rate entsprechend der inversen

Integrationszeit (z.B. 50 Hz) dem Trägerphasenfilter zur Verfügung. Der Wert  $P$  wird durch folgende Gleichung beschrieben,

$$P = \sum_k s_k \bar{r}_k \cong \sum_k a_k d(t_k - \tau_k) \exp\{i\varphi_k^{rec} - i\varphi_k\} + noise. = a_m d_m \exp\{i\Delta\varphi_m\} + noise \tag{3}$$

Dabei bedeutet der Index „m“, dass die entsprechenden Werte Mittelwerte über das jeweilige Integrationsintervall sind, welches synchron zu den Datenbits gewählt wird. Es wurde angenommen, dass wahre und interne Pseudostrecke gut übereinstimmen, so dass das Produkt der zwei PRN-Kodes gleich 1 ist. Der für die weitere Bestimmung der Trägerphase wichtige Wert ist die gemittelte Differenz zwischen wahrer Trägerphase und Replika-Trägerphase  $\Delta\varphi_m$ . Dieser Wert steht leider nicht direkt zur Verfügung, sondern existiert nur als Argument der komplexen Zahl  $P$ , welche zusätzlich durch Rauschbeiträge verfälscht ist. Durch so genanntes „Unwrapping“ wird nun der Verlauf der Trägerphase bestimmt, d.h. durch Analyse der Phasenlage benachbarter Korrelationswerte zueinander kann der Verlauf der Trägerphase rekonstruiert werden. Dabei kann zum einen der Anfangswert nur modulo  $2\pi$  bestimmt werden. Zum anderen darf die relative Phasenänderung benachbarter Werte einen gewissen Grenzwert (siehe unten) nicht überschreiten, um die Rekonstruktion eindeutig zu halten. Ansonsten treten so genannte „Cycle-Slips“ auf.

### 3.1 „Data Wipe-Off“

In den Korrelationswerten aus Gleichung (3) tritt noch ein Beitrag des ausgesendeten Datenbits auf. Dieses Datenbit ist während der Integrationszeit konstant und kann den Wert +1 oder -1 annehmen. Ein Sprung des Datenbits von +1 auf -1 (oder umgekehrt) entspricht einem Sprung der Trägerphasendifferenz um  $\pi$  (= 180°). Damit die Rekonstruktion der Trägerphase eindeutig bleibt muss somit folgende Bedingung erfüllt sein

$$|\Delta\varphi_m - \Delta\varphi_{m+1}| < \frac{\pi}{2} \tag{4}$$

Durch diese Annahme wäre sichergestellt, dass Datenbitwechsel eindeutig von Trägerphasenänderungen unterschieden werden können. Nachdem die wahre Trägerphase nicht bekannt ist, ist es unmöglich die Gültigkeit von Gleichung (4) zu überprüfen. In der Tat wird Gleichung (4) zu einer Grundannahme bei der Rekonstruktion, d.h. nur unter der Annahme dass Gleichung (4) gilt, ist

das Unwrapping überhaupt möglich. Ist sie bei realen Messungen nicht erfüllt, treten „Half-Cycle-Slips“ auf, die erst später bei der Positionierung oder durch Methoden der Signalverarbeitung detektiert und gegebenenfalls bestimmt werden können.

Der Grenzwert aus Gleichung (4) entspricht im Fall der L1-Frequenz einer geometrischen Länge von ca. 5 cm und ist somit sehr klein. Speziell im Fall niedriger Signalstärken wird der Beitrag des Rauschens groß und die Bestimmung des komplexen Arguments des pünktlichen Korrelators wird ungenau. Damit ist ein eindeutiges „Unwrapping“ ebenfalls unmöglich und „Half-Cycle-Slips“ treten auf.

Halbzahlige „Cycle-Slips“ treten intern auch in kommerziellen GPS-C/A-Kode-Empfängern auf und der Empfänger kann nur über die Dekodierung der Navigationsdaten erkennen, ob die Datenbits richtig oder gespiegelt empfangen werden [11]. Falls sie gespiegelt empfangen werden, bringt er bei der Trägerphasenmessung einen Offset von  $180^\circ$  an und stellt somit sicher, dass nur ganzzahlige „Cycle-Slips“ und Mehrdeutigkeiten auftreten. Das Dekodieren der GPS-C/A-Kode-Navigationsnachricht benötigt jedoch Signalstärken größer als 23 dBHz [1].

Im Fall des Post-Processings eines GPS-Signals besteht die Möglichkeit, die ausgesendeten Datenbits von einer externen Quelle (z.B. von einer GPS-Referenzstation) zu erhalten und sie vor dem „Unwrapping“ an die Korrelationswerte anzubringen. Das Anbringen erfolgt durch eine einfache Multiplikation, da das Produkt des Datenbits mit sich selbst gleich 1 ist. Man spricht von einem „Data-Wipe-Off“. Beim „Unwrapping“ muss nun nicht mehr auf Datenbitsprünge Rücksicht genommen werden und die Grundannahme ändert sich auf

$$|\Delta\varphi_m - \Delta\varphi_{m+1}| < \pi. \quad (5)$$

Auf diese Weise wird der Grenzwert verdoppelt und die Trägerphasenrekonstruktion stabiler. Im Prinzip ergibt sich dadurch eine Situation wie bei der Verarbeitung des Pilot-Signals vom L2-Civil-Signal. Der „Data-Wipe-Off“ bewirkt eine Erhöhung der Signalleistung um 6 dB [10].

### 3.2 Bandbreite des Phasenfilters

Eine zweite Möglichkeit die Trägerphasenstabilität zu erhöhen ist, die Filterbandbreite zur Bestimmung der Trägerphase zu senken (d.h. die Mittelungszeiten zu erhöhen) und damit das

Rauschen in  $P$  vor dem „Unwrapping“ weiter zu unterdrücken.

Im Falle unabhängiger Kanäle führt der Phasenregelkreis die Phase des Replika-Signals der Phase des empfangenen Signals nach. Diese Nachführung führt über einen Filter (siehe Abb. 3), um die Abweichungen vor der Nachführung zu mitteln. Damit wird der Einfluss des Rauschens reduziert aber die Nachführung kann nur mehr zeitverzögert erfolgen. Der hierfür relevante Parameter ist die Filterbandbreite  $B_{PLL}$  und entspricht im Wesentlichen dem inversen Mittelungs-Zeitraum. Diese Bandbreite kann nicht beliebig klein gewählt werden, da ansonsten die Nachführung zu träge wird und schnelle Trägerphasenvariationen nicht mehr erfasst werden [11]. In diesem Fall kommt es erneut zu „Cycle-Slips“. Trägerphasenvariationen entstehen durch Bewegung der Antenne und des Satelliten, aber auch durch Instabilitäten des Empfänger-oszillators. Letztere verhindern im Fall unabhängiger Kanäle, dass die Bandbreite kleiner als ca. 10 Hz gewählt werden kann, auch bei Benutzung eines statischen Empfängers [10].

Für die hier beschriebene Methode sind die erhaltenen Korrelationswerte aus Gleichung (3) als ungefiltert anzusehen. Es ist sinnvoll sie vor dem „Unwrapping“ zu filtern, wobei die Filterbandbreite ebenfalls nicht beliebig klein gewählt werden kann, um die Variationen des Empfänger-oszillators zu erfassen. Es besteht jedoch die Möglichkeit bereits vor der Mittelung und vor dem „Unwrapping“ so genannte Satelliten-Einzeldifferenzen zu bilden (d.h. eine Differenz der Trägerphase zweier Satelliten zur gleichen Epoche). Diese Differenzbildung erfolgt auf der Ebene der Korrelationswerte durch einen Ausdruck der Art

$$\nabla P = P_{sat,1} \bar{P}_{sat,2} \quad (6)$$

wobei der Korrelationswert des zweiten Satelliten komplex-konjugiert genommen wird. Ähnlich wie bei klassischen Satelliten-Einzeldifferenzen kürzt sich so der Empfängeruhrfehler und schlussendlich kann eine sehr geringe Filterbandbreite (d.h. eine lange Mittelungszeit) gewählt werden. Die gemittelten Korrelationsergebnisse sind danach rauschärmer als bei höheren Bandbreiten und das „Unwrapping“ funktioniert zuverlässiger.

### 3.3 Simulationsergebnisse

Zum Testen wurde mittels eines GPS-Softwaresignalsimulators ein ZF-Signal erzeugt und mit dem oben besprochenen Verfahren und einem



konventionellen PLL verarbeitet. Der ZF-Signalsimulator erzeugt dabei ein bit-genaues Signal (d.h. es ist praktisch mit einem realen ZF-Signal identisch) mit dem Vorteil, dass die Signalparameter bekannt sind [7]. Somit ist es möglich, die gemessene Trägerphase mit der wahren zu vergleichen. Bei realen Messungen ist diese wahre (undifferenzierte) Trägerphase nicht bekannt.

Zur Bestimmung der Trägerphasenstabilität wurde ein Szenario mit abfallender Signalleistung gewählt, welches in Abb. 10 zu sehen ist.

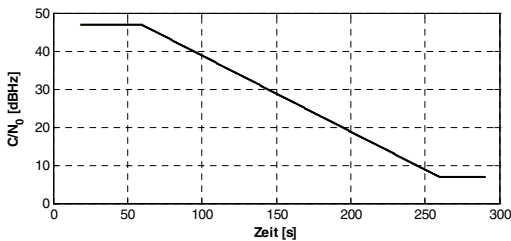


Abb. 10: Signalleistungsprofil

Dieses Leistungsprofil ist für alle Satelliten identisch. Es wurde ein GPS-C/A-Kode-Signal auf L1 simuliert, wobei 7 Satelliten gleichzeitig sichtbar sind. Die simulierte Empfängerposition ist statisch. Es wurden weder kurzperiodische atmosphärische Effekte, wie z.B. ionosphärische Szintillationen, noch Mehrwegeausbreitung simuliert. Der Einfachheit halber wurde der Empfängeroszillator als fehlerfrei angenommen, was es erlaubt auch bei undifferenzierten Messungen die Filterbandbreite klein zu wählen.

### 3.3.1 Unabhängige Kanäle

Das simulierte ZF-Signal wurde in einem ersten Schritt mit dem Software-Receiver ausgewertet, wobei die Kanäle als unabhängig konfiguriert wurden und die PLL-Filterbandbreite mit 10 Hz gewählt wurde. Als Ergebnis ist die Differenz der wahren zur gemessenen Trägerphase als Funktion der Zeit in Abb. 11 zu sehen. Es ist zu erkennen, dass aufgrund der abfallenden Signalstärke nach  $t = 180$  s „Half-Cycle-Slips“ auftreten.

Eine übersichtlichere Grafik der Messfehler ergibt sich durch Darstellung als Funktion der Signalstärke (siehe Abb. 12). Die Zuordnung zwischen Signalstärke und Zeit erfolgt anhand von Abb. 10. Unter einer Signalstärke von

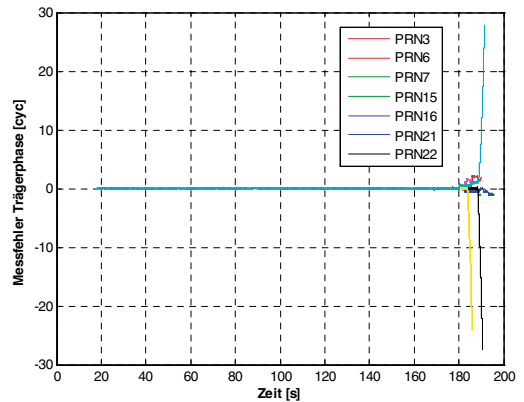


Abb. 11: Trägerphasenmessfehler als Funktion der Zeit für einen konventionellen PLL ( $B_{DLL} = 10\text{Hz}$ )

22,5 dBHz wird die Trägerphasenmessung instabil und unterhalb von 18 dBHz stoppt der Empfänger die komplette Verarbeitung. Zum Vergleich wurden in [10] ähnliche Stabilitätsmessungen durchgeführt und wie dort in „Table 6“ für den C/A-Kode zu sehen ist, wurde der Grenzwert mit 26,5 dBHz bestimmt. Dieser höhere Wert erklärt sich zum einen daraus, dass die Messung in [10] 40-mal wiederholt wurde, jedoch in dieser Arbeit nur 7-mal. Damit treten aus rein statistischen Gründen „Cycle-Slips“ bereits früher auf. Zum anderen wurden in [10] auch das Oszillatortauschen und Vibrationen des Empfängers berücksichtigt.

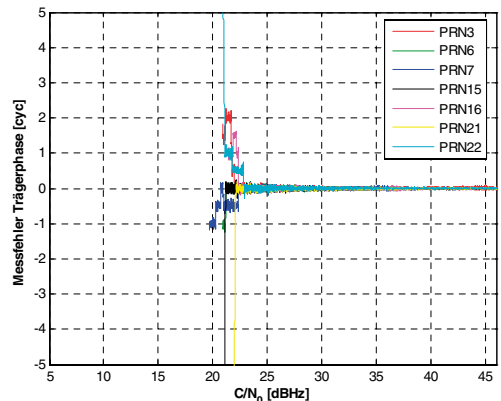


Abb. 12: Trägerphasenmessfehler als Funktion der Signalstärke für einen konventionellen PLL ( $B_{DLL} = 10\text{Hz}$ )

### 3.3.2 Vektormodus

Werden dieselben Daten im Vektormodus, unter einer Verwendung einer Bandbreite von 10 Hz,

prozessiert, ergibt sich das in Abb. 13 dargestellte Resultat.

„Half-Cycle-Slip“ treten unterhalb von 23 dBHz auf. Damit hat sich die Stabilität geringfügig verschlechtert, das Signal selbst wird allerdings bis zur minimalen Signalstärke von 7 dBHz verarbeitet (zwischen 15 dBHz und 7 dBHz sind die Messfehler außerhalb des Darstellungsbereichs).

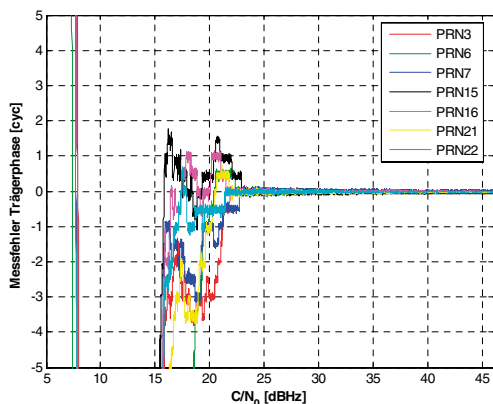


Abb. 13: Trägerphasenmessfehler als Funktion der Signalstärke im Vektormodus ( $B_{DLL} = 10\text{Hz}$ )

Eine Reduktion der Bandbreite von 10 Hz auf 1 Hz erhöht wie oben erläutert die Stabilität, da vor dem „Unwrapping“ die Korrelationswerte stärker gefiltert werden. Dadurch treten „Half-Cycle-Slips“ erst ab ca. 15,5 dBHz auf, wie aus Abb. 14 ersichtlich ist.

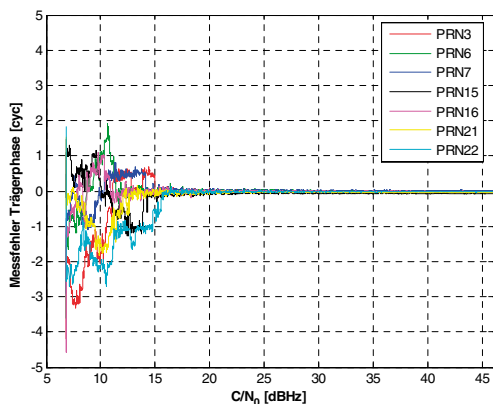


Abb. 14: Trägerphasenmessfehler als Funktion der Signalstärke im Vektormodus ( $B_{DLL} = 1\text{Hz}$ )

Datenbits wurden in allen drei Fällen (d.h. Abb. 12, Abb. 13 und Abb. 14) nicht kompensiert.

Dementsprechend sind die Sprünge in der Trägerphase halbzahlzig.

Mit dem Signalsimulator wurde ebenfalls das Signal eines Referenzstationsempfängers simuliert. Dieses Signal basiert auf derselben GPS-Satellitenkonstellation und denselben ausgesendeten Navigationsnachrichten, hat aber eine konstant hohe Signalstärke. Damit war es möglich mit dem Software-Receiver die ausgesendeten Navigationsdatenbits zu ermitteln und vor dem „Unwrapping“ an die Korrelationswerte anzubringen. Das Ergebnis ist in Abb. 15 zu sehen. „Cycle-Slips“ treten erst ab 12 dBHz auf und alle auftretenden „Cycle-Slips“ sind jetzt ganzzahlzig.

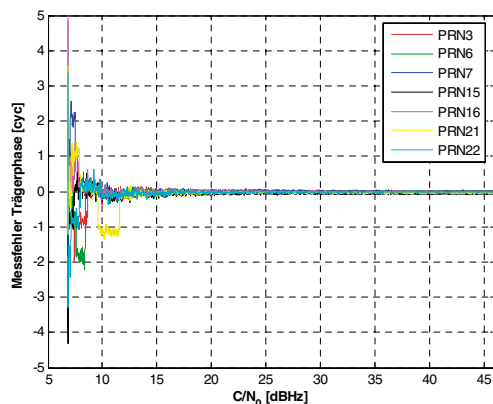


Abb. 15: Trägerphasenmessfehler als Funktion der Signalstärke im Vektormodus und „Data-Wipe-Off“ ( $B_{DLL} = 1\text{Hz}$ )

Für die präsentierten Simulationsergebnisse wurden 7 Satelliten verarbeitet. Definiert man als Stabilität die Signalstärke ab welcher der erste Trägerphasensprung auftritt, so bewirkt die Verringerung der Bandbreite von 10 Hz auf 1 Hz eine Erhöhung der Stabilität um ca. 7,5 dB. Der „Data-Wipe-Off“ vergrößert sie zusätzlich um 3,5 dB.

Bei Analyse von Näherungsformeln für die Trägerphasenstabilität ergibt sich durch die Bandbreitenverringerng ein potentieller Stabilitätsgewinn von 10 dB [12]. Der „Data-Wipe-Off“ sollte die Stabilität um 6 dB erhöhen [10]. Würden aus Abb. 15 die Daten von Satellit 21 weglassen werden, ergäben sich „Cycle-Slips“ erst ab 8 dBHz. Verglichen mit Abb. 13 hätte sich unter dieser Annahme die Stabilität um 15 dB erhöht, was recht gut mit den theoretischen Vorhersagen übereinstimmen würde. Definitive Aussagen zur theoretischen Übereinstimmung können aller-

dings erst nach einer umfassenderen statischen Auswertung getätigt werden.

#### 4. Diskussion

Anhand zweier Beispiele wurde demonstriert, dass es möglich ist, über das „Post-Processing“ eines aufgezeichneten GPS-Signals die Stabilität der Pseudostrecken-, Doppler- und Trägerphasenmessung signifikant zu erhöhen. Dabei ist es wichtig externe Daten (Ephemeriden und Navigationsdatenbits) in die Signalverarbeitung einzubringen. Gerade bei Messungen unter schlechten Empfangsbedingungen könnten sich solche Algorithmen als vorteilhaft erweisen, verglichen mit der derzeit üblichen Aufzeichnung von Rohdaten. Eine entsprechende praktische Nutzung wäre nach der Entwicklung von Aufzeichnungsgeräten und kommerzieller Auswertesoftware möglich.

Die diskutierten Stabilitätssteigerungen sind wesentlich auf den Vektormodus zurückzuführen, der über die wechselseitige Stützung der Kanäle untereinander auch eine Signalverarbeitung bei sehr niedrigem  $C/N_0$  ermöglicht. Ein weiterer Vorteil ist auch, dass ein GPS-Empfänger im Vektormodus gut mit anderen Sensoren gekoppelt werden kann. Die externen Sensoren verbessern die geschätzte Position und erhöhen somit weiter die Stabilität der Signalverarbeitung in den einzelnen Kanälen. Der Vektormodus ist die Basis für die tiefe („ultra-tight“ oder „deep“) Integration eines GPS-Empfängers mit einem Inertialmesssystem (IMU) [4].

#### Literaturverzeichnis

- [1] Anghileri, M., T. Pany, J.-H. Won and B. Eissfeller (2006): An Algorithm For Bit Synchronization And Signal Tracking in Software GNSS Receiver, Proc. of ION GNSS 2006, Fort Worth, TX, Sept. 26-29, 2006.
- [2] Eissfeller, B., A. Teuber and P. Zucker (2005): „Indoor-GPS: Ist der Satellitenempfang in Gebäuden möglich?“, ZfV-Zeitschrift für Geodäsie, Geoinformation und Landmanagement, Heft 4/2005, pp. 226-234.
- [3] Kaniuth, R., A. Pósfay, T. Pany and B. Eissfeller (2004): Positioning With a Software Receiver Under Weak Tracking Conditions With Software Simulated IF-Signals, Proc. of ION GNSS 2004, Long-Beach, Sept. 2005, pp. 1041-1047.
- [4] Landis, D., T. Thorvaldsen, B. Fink, P. Sherman and S. Holmes (2006): A Deep Integration Estimator for Urban Ground Navigation, Proc. of IEEE/ION PLANS 2006, San Diego, 25-27 April, 2006.
- [5] Pany, T. and B. Eissfeller (2006a): Use of a Vector Delay Lock Loop Receiver for GNSS Signal Analysis in Bad Signal Conditions, Proc. of IEEE/ION PLANS 2006, San Diego, 25-27 April, 2006.
- [6] Pany, T., D. Sanromà, J.-A. Ávila-Rodríguez, B. Eissfeller and F. Förster (2006b): High Precision Signal Processing in a PC Software Receiver, IEEE A&E Systems Magazine, Aug. 2006, vol 21, no. 8, pp. 20-25.
- [7] Pósfay, A., Pany, T. and Eissfeller, B. (2005): First Results of a GNSS Signal Generator Using a PC and a Digital-to-Analog Converter, Proc. of ION GNSS 2005, Long Beach, CA, Sept. 13-16, 2005.
- [8] SiRF (2006): SiRFstarIII GSC3e/LP & GSC3f/LP, <http://www.sirf.com>, 2006.
- [9] Spilker, J.J. (1996): Fundamentals of Signal Tracking Theory. In: Global Positioning System: Theory and Applications, volume I, eds. Parkinson, B. W. and Spilker, J. J. American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, 1996, pp. 245-328.
- [10] Tran, M. (2004): Performance Evaluation of the New GPS L5 and L2 Civil (L2C) Signals, NAVIGATION, Journal of The Institute of Navigation, vol. 51, no. 3, 2004.
- [11] van Dierendonck, J.J. (1996): GPS Receivers. In: Global Positioning System: Theory and Applications, volume I, eds. Parkinson, B. W. and Spilker, J. J. American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, 1996, pp. 57-120.
- [12] Ward, P.W. (1996): Satellite signal acquisition and tracking. In: Understanding GPS: principles and applications, ed. Kaplan, E.D., Artech House Publishers, Norwood, MA, 1996.

#### Anschrift des Autors

Mag. Dr. Thomas Pany, Institut für Erdmessung und Navigation, BauV12, Universität der Bundeswehr München, 85577 Neubiberg, Deutschland,  
E-mail: thomas.pany@unibw.de