

Indoor-GPS: Ist der Satellitenempfang in Gebäuden möglich?

Bernd Eissfeller, Andreas Teuber, Universität der Bundeswehr München

Peter Zucker, SiRF Technology Germany, Seefeld

Zusammenfassung

GPS-Signale, die eine Wand durchdringen, werden in Abhängigkeit von den Baumaterialien zusätzlich um den Faktor 100 und mehr gedämpft. Gegenüber einem Outdoor-Empfänger, der das Signal innerhalb weniger Sekunden akquirieren kann, benötigt derselbe Empfänger unter den Bedingungen des Innenraumes sehr viel länger, um zu einem brauchbaren Signal-Rauschverhältnis (S/N) zu kommen. Lange Wartezeiten sind jedoch für den Nutzer nicht zumutbar. Die Standardlösung zum Problem der Akquisition unter Indoor-Bedingungen setzt sich aus zwei Teilansätzen zusammen: Assistenz durch ein Mobilfunknetz und Parallelisierung des Rechenprozesses bei der Satellitensuche durch eine Blockkorrelation. Letztere kann im Zustandsraum (massiv parallel) oder im Frequenzraum (FFT) erfolgen. Durch diese beiden Maßnahmen kann zum einen der Suchbereich, meistens die Frequenzunsicherheit, verkleinert werden, zum anderen die Rechenleistung des Empfängers bei der Korrelation um einen Faktor 500 und mehr gesteigert werden. In dieser Arbeit werden die physikalischen Randbedingungen, die technischen Realisierungen sowie ein kurzer praktischer Empfängertest der Indoor-Ortung mit GPS beschrieben.

Summary

GPS signals penetrating a wall will be attenuated by factors up to 100 and more dependent on the material of the wall. In an outdoor environment a common receiver is capable to acquire the signal within some seconds. In contrast to this the same receiver needs a much longer period to achieve a suitable signal-to-noise ratio in indoor environments. However, for the user this is not acceptable. A faster acquisition in indoor environments can be realised pursuing two approaches: assistance by a cell phone network and massive parallel correlation. The latter one can be realised either in the time domain (massive parallel) or in the frequency domain (FFT). By means of assistance respectively massive parallel correlation, on the one hand the search space can be reduced and on the other hand the computing power of the receiver during the correlation process can be increased by a factor of 500 or more. This paper focusing on indoor location using GPS presents the physical framework, technical realisations and a brief receiver test.

1 Einleitung

Indoor-GPS ist eine relative junge Erweiterung der bereits sehr ausgereiften GPS-Verfahren außerhalb von Gebäuden. Der Charme der GPS-basierten Indoor-Ortung liegt im Vergleich

zu anderen Konkurrenztechnologien (GSM-Mikrozellen, WLAN, DECT, GPS-Pseudolites) darin, dass keine zusätzliche Infrastruktur in Gebäuden implementiert werden muss. Ausgangspunkt für diese Entwicklung ist der Einbau einer Ortungsfunktion in Mobiltelefone beim Notruf E-911 in den USA. Jeder abgesetzte Notruf soll dort nach einer Forderung der FCC (*Federal Communication Commission*) in Zukunft mit einer bestimmten Genauigkeit automatisch geortet werden:

- 67% der E-911 Anrufer mit ± 50 m Genauigkeit
- 95% der E-911 Anrufer mit ± 150 m Genauigkeit

E-911 muss selbstverständlich auch in Gebäuden funktionieren.

Bei einer Vielzahl weiterer Anwendungen ist die Ortung im Innenraum erforderlich: E-Commerce, Überwachung von Kindern und älteren Personen, Feuerwehr, Militär, Überwachung von Fahrzeuge in Tiefgaragen.

In Europa gibt es Überlegungen den Notruf E-112 ähnlich auszugestalten (*European Commission*, 1999).

Die Anfänge der Indoor-Ortung gehen mit der Untersuchung von externer Doppler- und Ephemeridenstützung bereits in die achtziger Jahre zurück (*Taylor & Sennott*, 1981). Die Übermittlung von gemessenen Pseudostrecken von einer Mobileinheit zu einer Zentrale mit Positionierung in der Zentrale wurde bereits von Navysis (*Navysis*, 1991) als Patent angemeldet. Die eigentliche Indoor-Ortung im Sinne eines GPS- Empfängers mit stark gesteigerter Empfindlichkeit wurde von der USCG Akademie (*Peterson et al.*, 1997) und von SnapTrack (*Moeglein & Krasner*, 1998) auf der Basis einer Fast Fourier Transformation (FFT) demonstriert. GPS Indoor-taugliche Chipsätze sind seit 2001 auf dem Markt: Global Locate A-GPS Chip mit 16.000 Korrelatoren, SnapTrack GPSONE™ A-GPS Chip, SiRFStar II™ und III™. Letzterer ist mit 200.000 äquivalenten Korrelatoren ausgestattet und seit Oktober 2004 verfügbar.

Der Empfang von GPS-Signalen in einer Tiefgarage galt nach der herrschenden Lehrmeinung jahrelang als unmöglich. Hier handelt es sich jedoch um eine Fehleinschätzung, bei der angenommen wird, dass die kommerziell erhältliche Empfängertechnik die ultimative Antwort auf die physikalischen Randbedingungen ist. Dies ist natürlich insbesondere im Low-Cost Bereich nicht der Fall, da hier viele Dezibel an Empfindlichkeit zugunsten einer billigen Lösung verschenkt werden. Obwohl die bereits sehr niedrigen GPS Außenraumsignalpegel beim Eintritt in ein Gebäude nochmals erheblich reduziert werden, sagt die Ausbreitungsphysik einer elektromagnetischen Welle des GPS im L-Band eindeutig aus, dass ein messbarer Signalpegel in jedem Fall auch in der Tiefgarage vorhanden ist. Die zusätzlich auftretende Dämpfung muss durch eine entsprechende Steigerung der Rechenleistung im Vergleich zum Standardempfänger ausgeglichen werden. Der begrenzende Faktor der Indoor-Ortung ist somit nicht der Signalpegel selbst, sondern die maximal mögliche Rechenleistung eines ASICs. Diese wird im Wesentlichen durch den Entwicklungsstand der Halbleitertechnik festgelegt.

2 Indoor-Umgebung

Die zusätzliche Dämpfung, die ein GPS-Signal beim Durchtritt durch eine Wand erfährt, hängt von den elektrischen Eigenschaften des Baustoffes ab, aus dem das Bauelement hergestellt ist. Wie weiter unten gezeigt wird, sind GPS-Signale im Inneren eines Gebäudes um 20-30 dB (Faktor 100-1000) schwächer als im Außenraum. Bei der realen Wellenausbreitung wird diese Dämpfungsproblematik aufgrund der Mehrwegeausbreitung,

Beugung und Brechung etwas entschärft, da durch diese Phänomene die Welle auch auf alternativen Wegen in einen Innenraum eindringen kann.

Der Dämpfungsmechanismus lässt sich wie folgt physikalisch beschreiben:

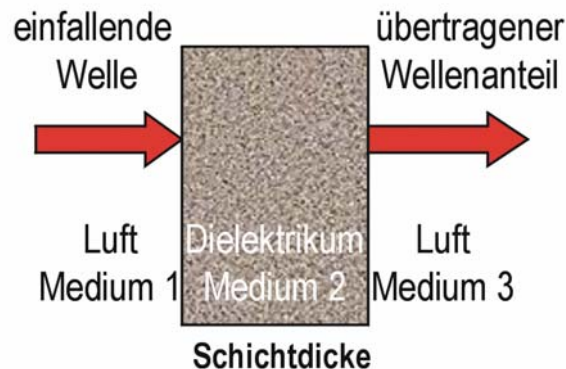


Abb. 1: Dämpfung einer elektromagnetischen Welle beim Durchtritt durch ein dichteres Medium

$$P = P_0 - L_{\text{GES}} \quad (1)$$

$$L_{\text{GES}} = L_{\text{FR}} + L_{\text{D}} + L_{\text{T}}$$

P: Indoor-Empfangsleistung
 P₀: Outdoor-Empfangsleistung
 L_{GES}: Gesamtdämpfung
 L_{FR}: Freiraumdämpfung
 L_D: Durchdringungsdämpfung
 L_T: Transmissionsdämpfung

Wie man erkennt, setzt sich die Dämpfung der Welle beim Durchtritt durch ein Dielektrikum (hierunter fallen die meisten Baustoffe) aus drei Anteilen (*Michler & Strey, 1998*) zusammen: Die Freiraumdämpfung ist durch den zusätzlichen Weg durch die Schicht gegeben und kann bei dünnen Schichten vernachlässigt werden. Die Durchdringungsdämpfung beschreibt die Abschwächung der Amplitude beim Durchgang durch das Medium. Sie ist abhängig von den Dielektrizitätskonstanten der beteiligten Medien, der Wellenlänge und der Schichtdicke. Die Transmissionsdämpfung ist eine zusätzliche Dämpfung, die sich durch die Wechsel an den Grenzschichten der Medien ergibt. Sie hängt ebenfalls von den Dielektrizitätskonstanten der Medien ab.

Tab. 1 : Gesamtdämpfung L_{GES} von verschiedenen Baumaterialien im L-Band

Material	Dämpfung bei L1 = 1.500 MHz	
	[dB]	Faktor [-]
Trockenwand	1	0,8
Sperrholz	1 - 3	0,8 – 0,5
Glas	1 - 4	0,8 – 0,4
Getöntes Glas	10	0,1
Bauholz	2 - 9	0,6 - 0,1
Matte aus Eisen	2 - 11	0,6 - 0,08
Dachziegel / Ziegelstein	5 - 31	0,3 - 0,001
Beton	12 - 43	0,06 - 0,00005
Stahlbeton / Eisenbeton	29 - 33	0,001 - 0,0005

In Tab. 1 werden charakteristische Dämpfungen für das L-Band von gebräuchlichen Baustoffen angegeben (Stone, 1997). Für einige Bauwerke lassen sich demzufolge die folgenden Dämpfungen für das L-Band abschätzen:

- Wohnhäuser: 5 bis 15 dB
- Historische Gebäude: 25 bis 35 dB
- Bürogebäude: 30 dB
- Tiefgaragen: > 30 dB

3 Theorie der Indoor-Ortung mit GPS

3.1 Grundlagen

In diesem Abschnitt werden die Grundlagen der Indoor-Signalverarbeitung diskutiert. In Abb. 2 ist ein Blockdiagramm der wesentlichen Elemente eines Indoor-Empfängers dargestellt.

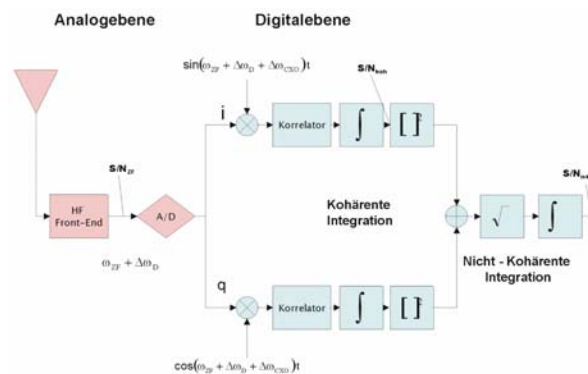


Abb. 2: Signalfluss in einem Indoor Empfänger

Das analoge C/A-Kode GPS-Signal wird mit einer Antenne auf 1.575,42 MHz empfangen, im HF-Teil auf eine Zwischenfrequenz (< 100 MHz) heruntorgemischt und gefiltert und anschließend A/D-gewandelt. Das Signal-Rauschverhältnis S/N_{ZF} auf ZF-Ebene liegt dicht bei Null ($< 0,01$), d.h. das GPS-Signal ist tief im Rauschen verborgen. Der Digitaldatenstrom wird mit sin- und cos-artigen Referenzsignalen multipliziert, wodurch zwei Komponenten (I, Q) entstehen. Anschließend werden I und Q mit den Referenzcodes korreliert und über ein Zeitintervall T (kohärent) integriert. In Abhängigkeit von der Dauer der kohärenten Integrationszeit T entsteht ein S/N_{koh} , das grösser als Eins ist (1,5 typisch). Beim Outdoor-Einsatz liegt dieser Wert bereits bei 6,5, was ausreicht, um das Signal sicher zu akquirieren. Im Indoor-Szenario muss jedoch noch ein zweiter Integrationsprozess (nicht-kohärent) über die Zeit nachgeschaltet werden, um zu einem ausreichend großen S/N_{n-koh} von mindestens 5,0 zu gelangen. Bei der kohärenten Integration nimmt man an, dass sich die Phase des Signals im Integrationsintervall nicht ändert. Vor Ausführung der nicht-kohärenten Integration, die im Indoor-Bereich durchaus über 1 s andauern kann, ist es erforderlich, I und Q zunächst zu quadrieren, dann aufzuaddieren und die Wurzel zu ziehen. Hierdurch werden Phasenfehler und Navigationsdatenbit beseitigt.

Die nach der kohärenten Integration entstehenden Signale I, Q lassen sich wie folgt darstellen

$$\begin{aligned}
I_k &= \sqrt{2n} \frac{S}{N_{ZF}} D_k \frac{\sin(\pi \Delta f_k T)}{(\pi \Delta f_k T)} R(\Delta \tau_k) \cos(\Delta \varphi_k) + \eta_k \\
Q_k &= \sqrt{2n} \frac{S}{N_{ZF}} D_k \frac{\sin(\pi \Delta f_k T)}{(\pi \Delta f_k T)} R(\Delta \tau_k) \sin(\Delta \varphi_k) + \xi_k
\end{aligned} \tag{2}$$

$$\frac{S}{N_{ZF}} = \sqrt{\frac{C}{N_0 B_{ZF}}} \tag{3}$$

S/N_{ZF} ... Signal-Rauschverhältnis auf Zwischenfrequenzebene

n ... Zahl der Samples bei kohärenter Integration

C/N_0 ... Verhältnis Träger zu Rauschleistung in 1 Hz Bandbreite

B_{ZF} ... Zwischenfrequenz Bandbreite im Front-End

D_k ... Navigationsdatenbit

$R(\Delta \tau_k)$... Auto-Korrelationsfunktion des C/A-Kodes: $R(x) = 1 - \frac{|x|}{T_c}$

T_c ... Chiplänge des Kodechips

Δf_k ... Frequenzfehler

$\Delta \tau_k$... Laufzeitfehler

$\Delta \varphi_k$... Phasenfehler

η_k, ξ_k ... Rauschkomponenten (AWGN), $E\{\eta_k\} = E\{\xi_k\} = 0$, $E\{\eta_k^2\} = E\{\xi_k^2\} = 1$

T ... Kohärente Integrationszeit $T = n T_s$, T_s Sampling-Zeitintervall

k ... k-tes kohärentes Integrationsintervall (Zeitähler)

Bei Integration über $T = 0,001$ s (typisch für Outdoor) ergibt sich $n = 1023$, bei Integration über $T = 0,020$ s (typisch für Indoor) ergibt sich $n = 20.460$. Für das Signal-Rauschverhältnis nach dem kohärenten Integrationsschritt ergibt sich:

$$\frac{S}{N_{koh.}} = \sqrt{2n} \frac{S}{N_{ZF}} \tag{4}$$

Man erkennt das Grundprinzip zur Erreichung eines höheren S/N bei GPS. Dieses besagt, dass durch das Integrieren des Signals über die Zeit (Zahl der Samples) eine Verstärkung proportional zu $\sqrt{2n}$ erzielt werden kann. Wie weiter unten noch dargelegt wird, kann die Integrationszeit nicht beliebig lang werden. Die Signale I_k, Q_k können aus zwei Gründen zu Null werden: Einmal kann die Autokorrelationsfunktion in Abhängigkeit des Laufzeitfehlers zu Null werden, zum anderen kann ein großer Frequenzfehler in der sinc-Funktion im Zusammenspiel mit einer längeren Integrationszeit T zu einer kleinen Signalamplitude führen. Weil der Phasenfehler $\Delta \varphi_k$ vor der Akquisition zwischen 0 und 2π liegen kann, ist es sinnvoll, die beiden Komponenten I und Q mitzuführen, da in beiden Komponenten zusammen unabhängig vom Quadranten immer die gesamte Leistung vorhanden ist. Bei der nicht-kohärenten Integration werden die Signale quadriert, weiter gemittelt und über m Samples aufsummiert:

$$\begin{aligned}
y^2 &= \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (I_k^2 + Q_k^2) \\
y &= \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (I_k^2 + Q_k^2)}
\end{aligned} \tag{5}$$

Das kohärente S/N kann durch diesen Rechengang weiter verbessert werden:

$$\frac{S}{N_{n-koh.}} = \frac{y}{\sigma_N} = \sqrt{m} \frac{S}{N_{koh.}} S_L \quad (6)$$

$S/N_{n-koh.}$	Signal-Rauschverhältnis nach nicht-kohärenter Integration
m	Anzahl der nicht-kohärenten Integrationsschritte
S_L	Quadrierverlust angewendet auf $(S/N)_{koh.}$
$S/N_{koh.}$	Signal-Rauschverhältnis nach kohärenter Integration (Eingangswert für nicht-kohärente Integration)
σ_N	Rauschen (1σ)

Tab. 2: Parameter für Indoor- und Outdoor-GPS im Vergleich

Parameter	Outdoor	Indoor
C	$10^{-15,6} \text{ W}$	$10^{-18,0} \text{ W}$
$N_0 = k_B T_{sys}$ $T_{sys} = 371^\circ \text{ K}$ $K_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$	$5,12 \cdot 10^{-21} \text{ J}$	$5,12 \cdot 10^{-21} \text{ J}$
B_{ZF}	$2,4 \cdot 10^6 \text{ Hz}$	$2,4 \cdot 10^6 \text{ Hz}$
S/N_{ZF}	0,14	0,01
Integrationszeit T	0,001 s	0,020 s
Kohärente Samples n	1023	20460
Implementierungsverlust	0,8	0,8
$S/N_{koh.}$	5,2	1,4
Nicht-kohärente Samples m		50
Quadrierverlust		0,55
$S/N_{n-koh.}$		5,4

Die in Tab. 2 enthaltenen Werte sind eher etwas optimistisch. Nicht berücksichtigt sind Korrelationsverluste, Verluste bei der A/D-Wandlung und Verluste, die durch die Detailstruktur der Autokorrelationsfunktion (Nebenmaxima) bedingt sind. In der nachfolgenden Abbildung ist das charakteristische Indoor S/N-Integrationsprofil über der Zeit dargestellt.

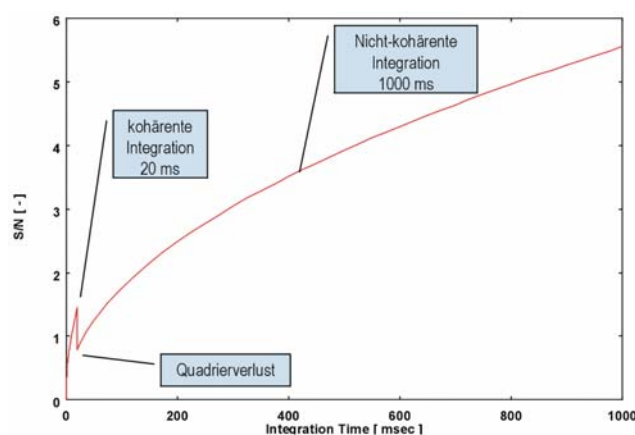


Abb. 3: Signalfloss in einem Indoor-Empfänger

3.2 Einfluss des Frequenzfehlers

Ein wesentliches Problem bei der Akquisition von GPS-Signalen in Indoor-Umgebungen ist die Frequenzunsicherheit, unter der die Satelliten im Endgerät erscheinen, wobei gleichzeitig

möglichst lang kohärent integriert werden soll. Die Frequenzunsicherheit wird einmal hervorgerufen durch die gut vorhersagbare Dopplerverschiebung der einzelnen GPS-Satelliten und durch den Fehler des Quarzoszillators im Endgerät, der im Normalfall unbekannt ist. Leider werden in Mobiltelefonen sehr schlechte Quarze eingesetzt, deren Frequenzfehler schlechter als 10^{-6} ($> 1,5$ kHz im L-Band) sind. Hinzu kommt die starke Schwankung des Frequenzfehlers in der Aufwärmphase des Oszillators nach Anschalten des Empfängers. Der Dopplereffekt $\Delta\omega_D = 2\pi\Delta f_D$ setzt sich aus *drei* Anteilen zusammen: Relativbewegung Satellit – Erde ± 5 kHz (1000 m/s), Unsicherheit in der Anfangsposition $\pm 0,001$ mHz/m (1000 m Fehler führt auf 1 Hz), aus der Bewegung eines Fußgängers können nochmals $\pm 5 - 20$ Hz (1 - 4 m/s) resultieren. Der Oszillatorfehler $\Delta\omega_{CXO} = 2\pi\Delta f_{CXO}$ eines Mobiltelefons kann bis zu ± 3 ppm (4,5 kHz) betragen, falls der Oszillator nicht auf das Mobilfunknetz eingerastet ist. Falls das Handy auf eine Basisstation eingerastet ist, kann der Fehler auf $\pm 0,1$ ppm (150 Hz) reduziert werden. Diese Tatsache deutet bereits die Notwendigkeit einer Assistenzfunktion aus dem Mobilfunknetz an. Man erkennt in Abb. 4, dass bei großen Frequenzunsicherheiten die Amplitude der sinc-Funktion stark abgeschwächt wird. Eine kohärente Integration über 20 ms erfordert Frequenzfehler von nur 20 Hz.

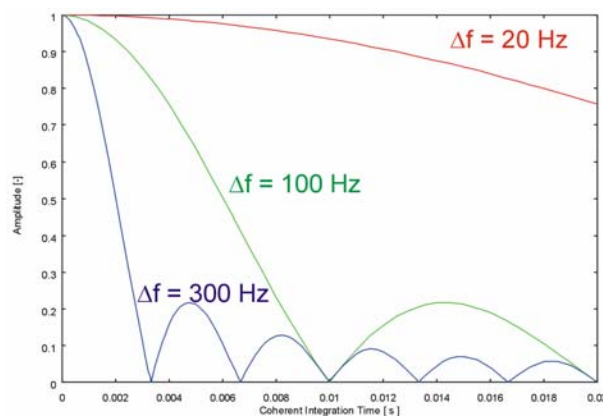


Abb. 4 : Einfluss des Frequenzfehlers bei der Akquisition auf die Signalamplitude

3.3 Quadrierverlust

Ein weiteres Problem bei der nicht-kohärenten Integration der Signale ist der so genannte Quadrierverlust. Dieser ergibt sich dadurch, dass das Signal zuzüglich Rauschen (z. B. $y = s + n$) einer nicht-linearen Operation (z. B. y^2) unterzogen wird. Als Resultat dieser Berechnung werden Signalanteile und Rauschen miteinander verknüpft, wodurch sich Mittelwert und Bandbreite des Rauschens verändern. Hierdurch wird der Signal-Rauschabstand verringert. Die exakte Berechnung des Quadrierverlustes ist sehr diffizil. Deshalb wird in Abb. 5 eine Approximation verwendet.

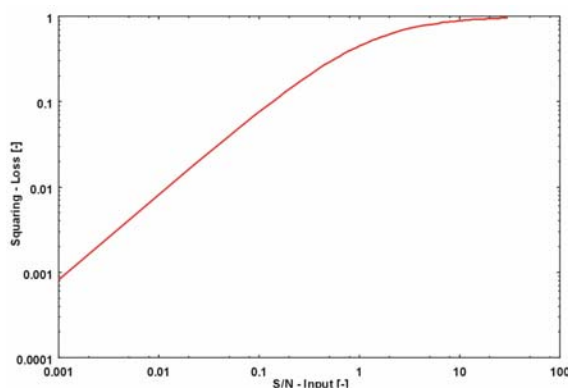


Abb. 5 : Quadrierverlust bei der nicht-kohärenten Integration

Man erkennt, dass der Quadrierverlust für kleine S/N aus der kohärenten Integration sehr groß ist. Es ist deswegen wichtig, dass man am Ende der kohärenten Integration im $S/N > 1,0$ ist.

3.4 Indoor-Akquisition

Das S/N ist prinzipiell eine statistische Größe, die um einen Mittelwert innerhalb und außerhalb eines 1σ -Bandes schwanken kann. Es muss deswegen statistisch nachgewiesen werden, dass trotz der Schwankungen noch eine sichere und richtige Entscheidung bei der Akquisition möglich ist. Dieser Nachweis wird mit Hilfe der statistischen Testtheorie geführt. Hierzu muss die Wahrscheinlichkeitsdichte für die nicht-kohärente Größe

$$y = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{k=1}^m (I_k^2 + Q_k^2)}$$

einerseits für den Fall berechnet werden, dass nur Rauschen in einer

Frequenz-Zeitzeile vorhanden ist, andererseits für den Fall bestimmt werden, dass ein Signal plus Rauschen in der Zelle vorhanden ist. Bei Kenntnis dieser Wahrscheinlichkeitsdichten lassen sich die Wahrscheinlichkeiten eines falschen Alarms (nur Rauschen vorhanden, aber dennoch wird Akquisition für erfolgreich erklärt) und für eine erfolgreiche Detektion (Signal ist im Rauschen tatsächlich vorhanden) bestimmen. Die geschätzte Größe y wird hierfür mit einer noch zu bestimmenden Schwelle η verglichen:

1. *Wahrscheinlichkeit für einen falschen Alarms*

$$P_{fa} = P(y > \eta) = \int_{\eta}^{\infty} P_n(y) dy$$

2. *Wahrscheinlichkeit für eine richtige Detektion*

$$P_d = P(y > \eta) = \int_{\eta}^{\infty} P_{n+s}(y) dy$$

Bei den Wahrscheinlichkeitsdichten $P_n(y)$ bzw. $P_{n+s}(y)$ handelt es sich um zentrale bzw. nicht-zentrale Chi-Quadrat Verteilungen. Aufgrund der mathematischen Komplexität der Integration dieser Verteilungsdichten wird von einer detaillierten Betrachtung abgesehen und nur das Ergebnis angegeben. Bei Vorgabe eines Wertes für P_{fa} und P_d können die obigen Integrale nach dem Schwellwert η und der Anzahl m der nicht-kohärenten Summationsschritte aufgelöst werden. Mit Abb. 6 wird die Machbarkeit der Indoor-Ortung verifiziert. Auf der Horizontalachse ist das kohärente S/N abzutragen, das nach Tab. 2 nach einer Integrationszeit von 20 ms bei 1,4 liegt. Wählt man gebräuchliche Werte für die Falschalarm- und Detektionswahrscheinlichkeit, z.B. $P_d = 0,9$ und $P_{fa} = 10^{-5}$, so erkennt man, dass hierfür etwa 50 nicht-kohärente Epochen von 20 ms Dauer erforderlich sind. Dies führt zu einer totalen Akquisitionsdauer unter Indoor-Bedingungen von 1000 ms oder 1 s. Dieser Wert gibt allerdings die Verweildauer in nur einer Zelle an. Da aufgrund von Frequenz- und Zeitunsicherheiten mehrere Tausend Zellen nach einem Satellitensignal zu durchsuchen sind, würden sich sehr lange Akquisitionszeiten ergeben, die für den Anwender nicht hinnehmbar sind. Deshalb muss der Rechenvorgang parallelisiert oder mit Hilfe der FFT wesentlich effizienter gemacht werden. Man sieht aus Abb. 6 ebenso, dass für den Outdoor-Fall, bei dem ein kohärentes S/N von 5,2 typisch ist, eine nicht-kohärente Integration nicht mehr erforderlich ist.

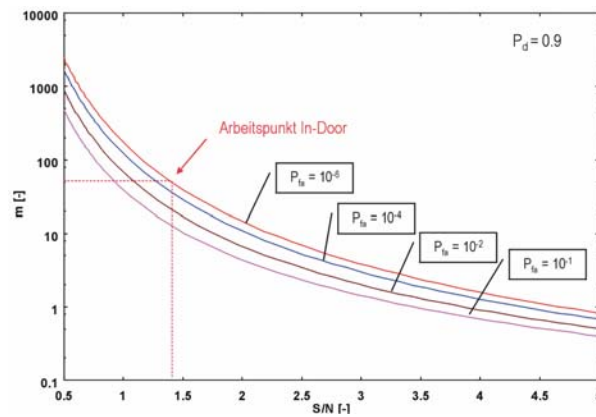


Abb. 6: Falschalarm-Wahrscheinlichkeiten, kohärentes S/N und Anzahl der nicht-kohärenten Summanden für $P_d = 0,9$

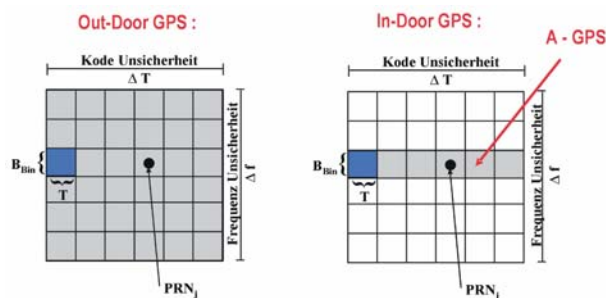


Abb. 7: Suchproblem bei der Akquisition (Outdoor versus Indoor mit A-GPS)

Bisher wurde nur die Akquisitionsproblematik in einer einzelnen Zelle betrachtet und insbesondere die erforderliche Verweildauer abgeschätzt, um ein ausreichend großes S/N zu erzielen. Der Rechenaufwand bei der Akquisition ergibt sich dadurch, dass in Abhängigkeit von den Anfangsunsicherheiten in Zeit und Frequenz und der Frage, ob der Empfänger bereits einen GPS-Almanach im Speicher hat, eine sehr große Anzahl von Zellen durchsucht und getestet werden muss (Abb. 7).

4 Lösungsansätze für die Indoor-Akquisition

4.1 Massiv parallele Korrelation bei der Akquisition

Eine auf der Hand liegende Möglichkeit die Rechenzeit bei der Akquisition zu reduzieren, besteht in der Verwendung eines Rechenwerkes mit höchster Leistung für die Korrelation. Dieser Chip muss in der Lage sein, zehntausend und mehr Korrelationsberechnungen parallel auszuführen. Solche Chips wurden von Global Locate und SiRF entwickelt.

Tab. 3: Größenordnung des Suchproblems Outdoor versus Indoor

Outdoor-Bedingung	Indoor-Bedingung
$\Delta T = 1023$ C/A Chips	$\Delta T = 1023$ C/A Chips
$\Delta f = 10.000$ Hz (± 5 kHz)	$\Delta f = 250$ Hz (A-GPS)
Frequenzzelle = 250 Hz	Frequenzzelle = 250 Hz
4 Satelliten (PRN-Kodes)	4 Satelliten (PRN-Kodes)
Nyquist-Faktor = 2	Nyquist-Faktor = 2
I & Q-Faktor = 2	I & Q-Faktor = 2
Zahl der Samples = 654720	Zahl der Samples = 16368

Bei einem Warmstart (Almanach vorhanden) unter Outdoor-Bedingungen müssen etwa 41000 Zellen getestet werden. Kann man durch eine externe Frequenzinformation (z.B. durch A-GPS) den Suchbereich auf der Frequenzachse auf einen Streifen einschränken, so ergeben sich nur noch 1023 Zellen, die nach einem Satelliten zu durchsuchen sind. Der Rechenaufwand bei der Suche ist noch drastisch größer, da die Zahl der Zellen mit dem Samplingfaktor 16 (vier Satelliten mal Nyquist-Faktor mal I & Q-Faktor) zu multiplizieren ist (Tab. 3). Die benötigte Akquisitionszeit errechnet sich näherungsweise nach:

$$T_{Akq} = \frac{N_S}{N_{Corr}} T_{Dwell} \quad (7)$$

T_{Akq}	...	Totale Akquisitionszeit
T_{Dwell}	...	Verweildauer in einer Zelle (dwell time)
N_S	...	Zahl der Samples
N_{Corr}	...	Zahl der parallel eingesetzten Korrelatoren

Tab. 4 : Akquisitionszeiten für typische GPS-Empfänger

Empfänger	Outdoor Akquisition $T_{Dwell} = 0,001 \text{ s}$ $N_S = 654720$	Indoor Akquisition $T_{Dwell} = 1,0 \text{ s}$ $N_S = 16368$
<i>Standardempfänger</i> Korrelatoren: 36	$T_{Akq} = 18,2 \text{ s}$	$T_{Akq} = 455 \text{ s}$
<i>High-Sensitivity 1</i> Korrelatoren: 16000	$T_{Akq} = 0,04 \text{ s}$	$T_{Akq} = 1,02 \text{ s}$
<i>High-Sensitivity 2</i> Korrelatoren: 200000	$T_{Akq} = 0,003 \text{ s}$	$T_{Akq} = 0,08 \text{ s}$

Die Akquisitionszeiten für den Outdoor-Fall können erheblich reduziert werden, falls der Empfänger einen höherwertigen Oszillator (10^{-8}) verwendet, im Stand akquiriert und die Dopplerfrequenzen der Satelliten aus dem Almanach vorausberechnet.

4.2 FFT-basierte Akquisition

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den erforderlichen Rechenaufwand auf algorithmischer Ebene zu reduzieren, ohne dass die Leistungsfähigkeit des Rechners erheblich gesteigert werden muss. Hierfür bietet sich die Anwendung der FFT auf den Korrelationsprozess bei der kohärenten Integration an. Diese Technik wurde erstmals bei SnapTrackTM angewendet.

Bis zum A/D-Wandler im GPS-Empfänger besteht bei der FFT-basierten Methode kein Unterschied zum Standardansatz (Abb. 2). Die I, Q Samples werden in einer komplexen Zahl zusammengefasst und in einem Speicher über z.B. 20 ms zwischengespeichert (Data-Snap bzw. Schnappschuss). Diese Datenfolge wird nach Abb. 8 einer FFT unterzogen. Die PRN-Referenzkodes werden standardmäßig erzeugt, dann allerdings ebenfalls einer konjugiert komplexen FFT* unterzogen. Interpretiert man das Korrelationsintegral im Zeitbereich als Faltung von empfangenem Kode und dem Referenzkode, so geht diese Faltung im Frequenzraum über in eine einfache Multiplikation der Spektren der PRN-Kodes. Im Anschluss hieran wird das Resultat einer inversen FFT (IFFT) unterzogen, wodurch man wieder im Zeitbereich angelangt ist. Selbstverständlich muss unter Indoor- Bedingungen ein nicht-kohärenter Summationsprozess nachgeschaltet werden, um ein gutes S/N zu erhalten. Der Autokorrelationsprozess im Zeitbereich benötigt n^2 Rechenoperationen. Bei Verwendung des gleichen Rechners benötigt der Autokorrelationsprozess im Frequenzraum (FFT) nur $n \log_{10} n$ Rechenoperationen. Hieraus ergibt sich theoretisch ein deutlicher Rechenzeitgewinn.

In der Praxis ist ein Vergleich jedoch sehr schwierig, da Rechnerarchitektur, Schnittstellen und Implementierung einen erheblichen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit der FFT haben.

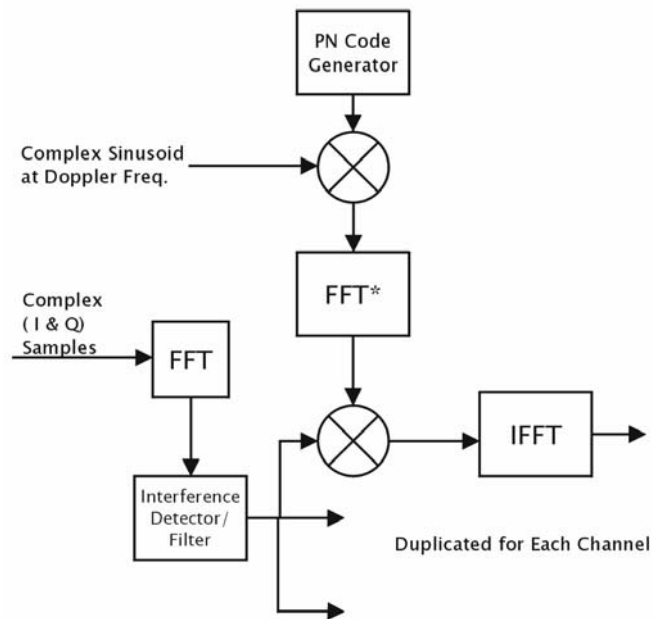


Abb. 8: Schema der FFT basierten kohärenten Integration

4.3 Assistenzfunktion

Die Indoor-Ortung verwendet wie im Außenraum zunächst die beiden Elemente Navigationssatellit und Endgerät (Mobiltelefon). Zum Aufbau der Assistenzfunktion ist ein Mobilfunknetz (Satellitenfunk wird nicht erörtert) als Basis erforderlich. Das Netz ist um ein wesentliches Element, nämlich den Location Server zu ergänzen (Abb. 9).



Abb. 9: Grundprinzip der Assistenzfunktion (A-GPS)

Der Location Server besitzt einen GPS-Empfänger und einen Rechner. Er empfängt und demoduliert alle GPS-Daten, synchronisiert gegebenenfalls auf GPS-Zeit und berechnet differentielle Korrekturen. Die Ausgangsdaten des Location Servers werden in den Datenstrom des Mobilfunknetzes gegeben und von den Basisstationen an das A-GPS fähige Handy gesendet. Die A-GPS Funktion stellt somit potentiell für den Indoor-Anwender die folgende Information bereit:

- Almanach und Ephemeriden
- GPS-Zeit
- Frequenz- und Zeitsignal
- DGPS-Korrekturen

An die beschriebene Assistenzfunktion können unterschiedliche Anforderungen gestellt werden, je nach dem wie stark man die Möglichkeiten ausschöpfen will bzw. kann.

- Anforderung für das Durchsuchen nur eines Frequenz-Zeitstreifens (Abb. 7) 250 Hz x 1023 Chips
 - Position 10 km 10 Hz
 - Geschwindigkeit 4 m/s 20 Hz
 - Frequenz 0,1 ppm 150 Hz
- Anforderung für die kohärente Integration bis zu 20 ms (Abb. 4)
 - Position 1 km 1 Hz
 - Geschwindigkeit 1 m/s 5 Hz
 - Frequenz 0,01 ppm 15 Hz
- Anforderung für die Einschränkung des C/A-Kode Suchbereiches
 - Zeit 0,1 ms
- Anforderung zur Beseitigung des Navigationsdatenbits (Wipe-Off)
 - Zeit 1 ms
- Anforderung für den GPS-Zeitbezug von GPS-Daten und Korrekturen
 - Zeit 10 -100 ms

Wipe-Off bedeutet, dass man die Signale mit einem extern bekannten Navigationsdatenbit multipliziert, um das Datenbit aus dem Signal zu beseitigen. Dies ermöglicht eine längere Integrationszeit. Man erkennt an diesen Zahlen, dass die Anforderung an das Assistenzsystem sehr hoch sind. So ist bei der kohärenten Integration über 20 ms bereits nur noch eine Frequenzunsicherheit von ca. 20 Hz erlaubt. Es stellt sich die Frage, welche Qualität von einer Assistenzfunktion in real existierenden (unmodifizierten) Mobilfunknetzen überhaupt erwartet werden kann.

Tab. 5: Leistungsfähigkeit einer A-GPS Funktion in einigen Mobilfunknetzen

Mobilfunkstandard	Synchronisation mit GPS	Frequenzgenauigkeit	GPS Daten
GSM/GPRS	N/A	0,05 ppm	Ja
UMTS/IMT 2000	N/A	0,05 ppm	Ja
US - CDMA	50 μ s	0,05 ppm	Ja
US - TDMA	TBD	TBD	Ja

Anhand von Tab. 5 erkennt man, dass weder GSM noch UMTS in Europa mit GPS synchronisiert sind. Auch die Genauigkeit der Frequenznormale in den Basisstationen ist mit 0,05 ppm (75 Hz im L-Band) für Assistenzzwecke nicht besonders hoch. Mit einem zusätzlichen Genauigkeitsabfall muss auf der Strecke von der Basisstation zum Handy gerechnet werden. Dies gilt insbesondere für GSM, wo der Frequenz- und Zeitmultiplex eine kontinuierliche Frequenzsynchronisation entgegenwirkt. Die Annahme einer kohärenten Integration über 20 ms oder länger ist bereits sehr optimistisch und dürfte in der Praxis kaum zu erreichen sein. Als Resümee lässt sich festhalten, dass von den realen Mobilfunknetzen in Europa zurzeit nur die Frequenzinformation für A-GPS verwendbar ist. Um das volle A-

GPS-Potenzial zu nutzen, müssen in jedem Fall die Mobilfunknetze in der Frequenz- und Zeittechnik verbessert, d. h. aufgerüstet werden.

5 Praxistest mit einem High Sensitivity Receiver

Die theoretische Betrachtung zum Empfang von GNSS-Signalen in Indoor-Umgebungen ist lediglich eine Seite. Für den Anwender sind selbstverständlich die tatsächliche Leistungsfähigkeit der gegenwärtig am Markt verfügbaren Empfängertechnologie von Bedeutung. Tests wurden mit dem so genannten SiRFstarIIe/LPTM-Chipset durchgeführt. Für die Akquisition schwacher Signale verwendet SiRF das Verfahren massiver Parallelkorrelation, wobei im Falle von SiRFstarII 1.920 Korrelatoren implementiert sind. Das Evaluierungspaket umfasste außer dem Chipset die High-Sensitivity-Software „XTrac“ und die Software SiRFDemo, die unter Windows Navigationslösungen berechnet, Daten loggt und die Daten in Echtzeit visualisiert. Recht umfangreiche Tests haben gezeigt, dass ein GPS-Empfang mit dieser Technologie in Gebäuden möglich ist. Die Penetration von massiven Wänden und Decken bereitete dieser Chipgeneration allerdings große Schwierigkeiten. War das Tracking zumindest eingeschränkt möglich, gelang unter diesen Bedingungen jedoch keine Akquisition von Satellitensignalen mehr [Eissfeller et al., 2005].

Gegenwärtig wird die Performance des Nachfolger-Chips SiRFstarIII, der sich seit dem Herbst 2004 auf dem Markt befindet, evaluiert, wobei hier die Zahl der parallelen Korrelatoren noch einmal erheblich auf ca. 300.000 erhöht worden ist. Erste Tests mit simulierten Satellitensignalen zeigen, dass im Vergleich zum SiRFstarII-Chip die Empfindlichkeit beim Signal-Tracking und der Akquisition (nach Warmstart bzw. Kaltstart) noch einmal um rund 4 dB gesteigert wurde (Tab. 6).

Tab. 6: Minimales C/N_0 für die Testkriterien Tracking, Akquisition nach Warmstart und Akquisition nach Kaltstart

Kriterium	Minimales C/N_0 [dB/Hz]	
	SiRFstarII	SiRFstarIII
Tracking	15	11
Akquisition nach Warmstart	21	17
Akquisition nach Kaltstart	31	27

Allerdings erbrachte ein erster statischer Test in einer realen Indoor-Umgebung noch keine signifikante Steigerung bezüglich der Positionierungsgenauigkeit. Die Antenne wurde in etwa zentral im Erdgeschoss der geodätischen Messkuppel (Abb.10) aufgestellt, dessen Wände und Decken vorwiegend aus Holz und Wellblech gefertigt sind. Direkt über der Antenne befand sich außerdem die Metallkuppel des Gebäudes. Der Empfänger verfügte beim Start bereits über Ephemerideninformationen („Warmstart“) und trackte die Satellitensignale über einen Zeitraum von etwa 20 Minuten.



Abb.10: Indoor-Testumgebung Geodätische Messkuppel

Abb. 11 fasst die wesentlichen Ergebnisse der Testmessung zusammen. Die oberste der vier Graphiken zeigt die Anzahl der getrackten Satelliten, die mit Ausnahme eines sehr kurzen Zeitintervalls immer mindestens vier betrug. Die zweite Graphik zeigt die Stabilität der Navigationslösung, separat für die Koordinatenkomponenten Breite, Länge und Höhe. Hier wird erkennbar, dass sich die Lösung nach etwa 400 Sekunden sukzessive verschlechtert und unbrauchbar wird. Erst etwa sechs Minuten später ist wieder eine brauchbare Lösung verfügbar. Nur ein hinreichend großes C/N_0 der Satellitensignale ermöglicht befriedigende Navigationslösungen. Folgerichtig lässt die Auswertesoftware für die Positionierung keine Satelliten zu, deren C/N_0 kleiner ist als 20 dB-Hz. Die dritte Graphik liefert insofern einen Anhalt, als dass die massive Verschlechterung der Navigationslösung zeitlich übereinstimmt mit einer Phase, in der lediglich einer der empfangenen Satelliten (SV19) ein C/N_0 von größer als 25 dB-Hz aufweist. Trotz sich bessernder Situation in Bezug auf das C/N_0 setzt sich die Verschlechterung der Navigationslösung jedoch noch eine Weile fort. Die unterste Graphik schließlich zeigt die Elevation der einzelnen Satelliten. Gut ist zu erkennen, dass SV03 die höchste Elevation aufweist (orange Linie). In der Sichtlinie zum Satelliten befindet sich jedoch die Metallkuppel des Observatoriums, so dass SV03 zu keinem Zeitpunkt ein C/N_0 von 30 dB-Hz erreicht und oftmals sogar schwächer als 20 dB-Hz bzw. teilweise sogar gar nicht getrackt werden kann.

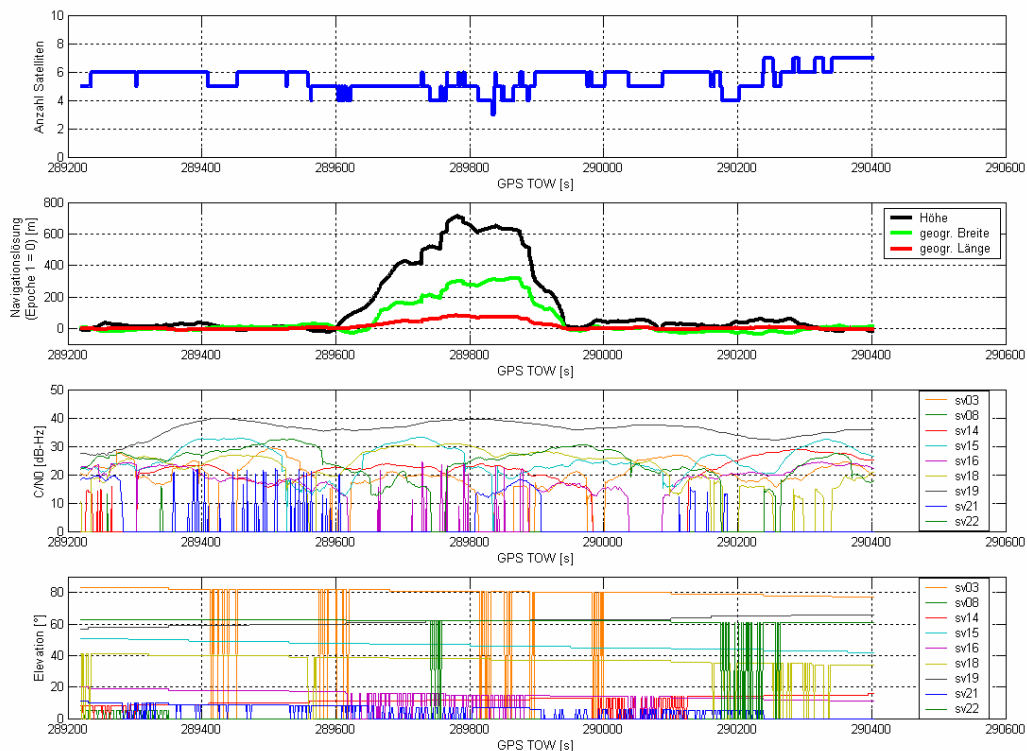


Abb. 11: Ergebnisse der Testmessungen in der Indoor-Umgebung

Unter Ausschluss jener Epochen mit den grob falschen Navigationslösungen wurden die Ergebnisse des SiRFstarIII-Empfängers mit denen seines Vorgängers verglichen. Bei dem Genauigkeitsmaß handelt es sich dabei um die Standardabweichungen (RMS) der Stichproben, also um die Präzision. Dabei ist nur eine marginale Verbesserung gegenüber dem SiRFstarII-Empfänger erkennbar.

Bei den vorgestellten Daten handelt es sich lediglich um allererste Ergebnisse mit dem SiRFstarIII-Empfänger, denen sich noch ein umfangreicheres Evaluierungsprogramm anschließen wird. Dennoch wird bereits deutlich, dass die Steigerung der Empfindlichkeit

allein zunächst nur die Verfügbarkeit der Satellitensignale erhöht. Es sind weitere Anstrengungen erforderlich, um unter schwierigsten Bedingungen auch zuverlässige Navigationslösungen zu erreichen.

Tab. 7: Standardabweichungen der Navigationslösungen in der Testumgebung von Abb. 10 für SiRFstarII- und SiRFstarIII-Empfänger

Empfänger	3D [m]	Breite [m]	Länge [m]	Höhe [m]
SiRFstarII	27,85	14,53	7,00	22,71
SiRFstarIII	25,85	14,57	4,80	20,81

6 Zusammenfassung

Es konnte gezeigt werden, dass der GPS-Signalempfang in geschlossenen Räumen bereits mit aktueller Empfängertechnologie zuverlässig möglich ist. Allerdings gelingt eine Akquisition der Signale ohne Assistenz durch Betonwände mit Signaldämpfungen von 25 dB und mehr nicht mehr. Die erreichten Genauigkeiten sind angesichts der Tatsache, was mit Low-Cost-Empfängern im Outdoor-Bereich inzwischen erreicht werden kann, noch mäßig. Geht man von einem normalen Bürogebäude aus, ist man von raumgenauer Navigation recht weit entfernt. Um diesen hohen Anforderungen gerecht zu werden, ist jedoch selbst bei großen Fortschritten in der Indoor-Empfängertechnologie der Einsatz differentieller GPS-Verfahren unvermeidbar.

In welchem Maße sich die Satellitennavigation in äußerst problematischen Umgebungen wie etwa Tiefgaragen als tauglich erweisen wird, wird sich erst zeigen, wenn weitere Fortschritte bei der Rechenleistung der Empfänger einerseits erzielt werden, und andererseits optimierte Assistenzfunktionen via Mobilfunk verfügbar sind. Synergien mit mobilen Funknetzen sind unübersehbar und sollten genutzt werden, zieht man in Betracht, dass großstädtische und damit für die Satellitennavigation problematischste Zonen durch den Mobilfunk am besten penetriert werden.

7 Referenzen

Eissfeller, B., Teuber, A., Zucker, P., Untersuchungen zum GPS-Satellitenempfang in Gebäuden, Allgemeine Vermessungs-Nachrichten Heft 4/2005, S.137-145, Wichmann Verlag

European Commission, Survey on Implementation of Emergency Call 112, Brüssel, Jan. 1999

Federal Communications Commission, Enhanced E-911, www.fcc.gov/911/, Washington (DC)

Taylor, R., Sennot. J, US Patent 4445118, 1981

Brown, A., Styrza., M., US Patent 5225842, 1991

Michler, B., Strey, M., Untersuchungen zur DAB-Inhouse-Versorgung im L-Band, 43rd International Scientific Colloquium, Technical University of Ilmenau, September 1998

Peterson, B., Bruckner, D., Heye, Sh., Measuring GPS Signals Indoors, Proc. Of ION-GPS 1997, Part I, pp.615, Kansas City, Missouri

Moeglein, M., Krasner, N., An Introduction to SnapTrack™ Server-Aided GPS Technology, Proc. Of ION-GPS 1998, Part I, pp.333, Nashville, Tennessee.

Stone, W. C., Electromagnetic Signal Attenuation in Construction Materials, NIST Report 6055, National Institute of Standards, 1997, Gaithersburg, Maryland

Krasner, N.F., Marshall, G., Riley, W., Position Determination Using Hybrid GPS/Cellphone Ranging, Proc. of ION-GPS 2002, pp. 165, Portland, Oregon.

Van Diggelen, F., Global Locate Indoor GPS Chipset & Services, Proc. Of the ION-GPS 2001, Salt Lake City, Utah.

Van Diggelen, F., Abraham, Ch., Indoor GPS Technology, CTIA Wireless-Agenda, Dallas, May, 2001.

Autorenverzeichnis

Prof. Dr.-Ing. Bernd Eissfeller
Insitut für Erdmessung und Navigation
Universität der Bundeswehr München
Werner-Heisenberg-Weg 39
85577 Neubiberg
Tel.: +49 89 6004 3425
Fax.: +49 89 6004 3019
bernd.eissfeller@unibw-muenchen.de

Dipl.-Ing. Andreas Teuber
Institut für Erdmessung und Navigation
Universität der Bundeswehr München
Werner-Heisenberg-Weg 39
85577 Neubiberg
Tel.: +49 89 6004 4425
Fax.: +49 89 6004 3019
andreas.teuber@unibw-muenchen.de

Peter Zucker
SiRF Technology, Germany
c/o Agentur BGC
An der Hartmühle 10
82229 Seefeld
Tel.: +49 8152 993290
peterz@sirf.com