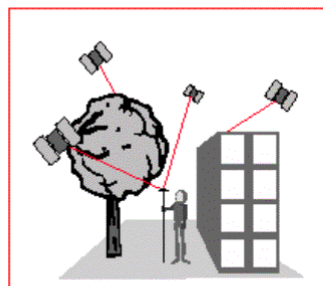


GPS ist ein auf Satelliten basierendes Navigationssystem. Vorteile dieser Vermessungstechnologie gegenüber der traditionellen Vermessung sind:

- Keine Sichtverbindung ist zwischen den untersuchten Punkten nötig
- Es ist von der Tageszeit und Wetter unabhängig
- Gute Resultate sind erreichbar
- Die Technologie kann sehr effizient eingesetzt werden

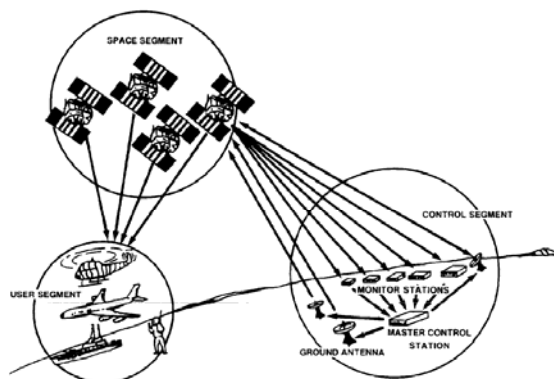


Large objects can block the GPS signal

### Segmente des GPS

Das GPS Systems besteht aus drei Segmenten

- Dem **Space Segment** in welchem sich ca. 28 Satelliten um die Erde drehen
- Dem **Control Segment**, hier werden die Satelliten gesteuert und überwacht
- Dem **User Segment**, beschreibt alle Anwender von GPS Technologie; die Satellitensignale werden mittels eines Empfängers verarbeitet.



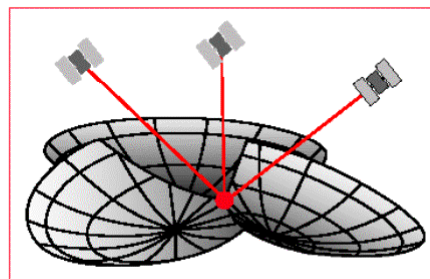
02.11.2009

3

### GPS Empfänger



A Handheld GPS Receiver



Intersection of three imaginary spheres

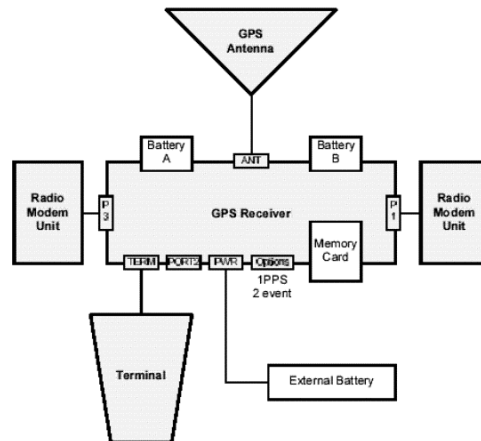
In den beiden vorigen Bildern wird ein kleiner GPS Receiver und das Messprinzip des GPS Navigationsempfängers beispielhaft dargestellt. Im folgenden wird nun mehr im Detail auf die Empfängertechnologie eingegangen.

02.11.2009

4

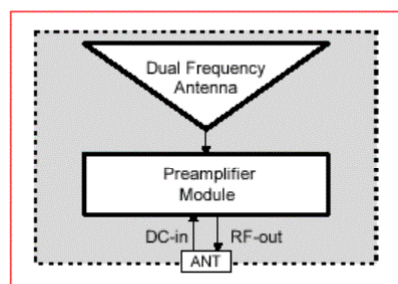
Ein GPS Empfänger besteht im wesentlichen aus:

- einer **Antenne** zum Empfang des GPS Signals
- einer **Empfangeinheit (Receiver)** zur Aufarbeitung des GPS Signals
- einer **Anzeigeeinheit** für die Anzeige und Steuerung der Vorgänge
- einer **Speichereinheit** für die Messwerte und andere Informationen (Memory Card)
- einer **Energieversorgung** der gesamten Empfangseinheit
- weiteren **Schnittstellen** zur Aussenwelt (PC, Funkgeräte, Zeitrecorder,...)



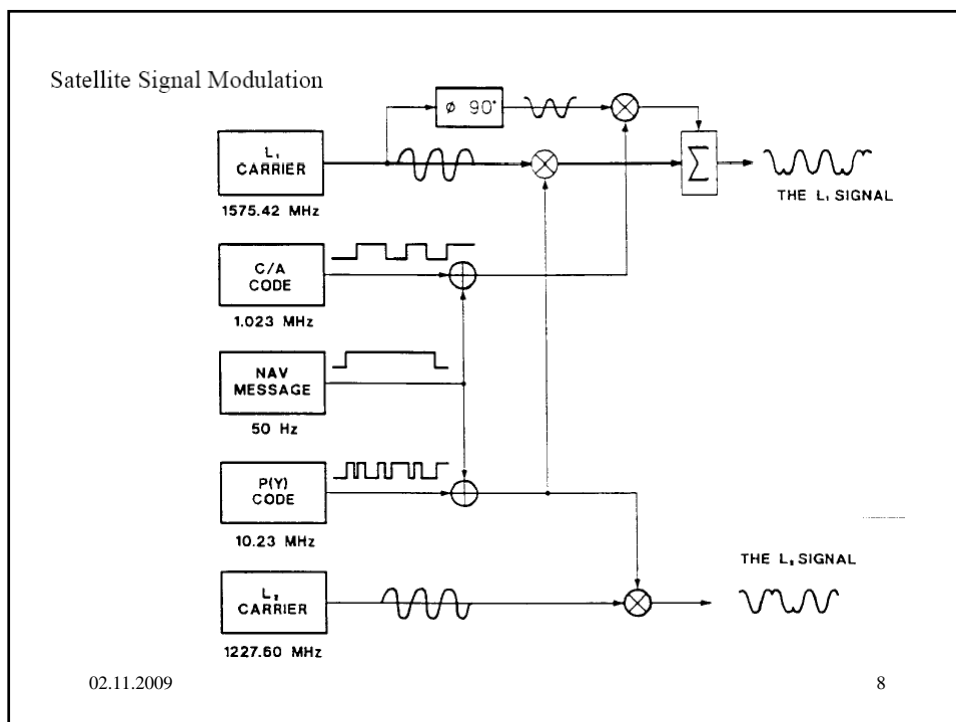
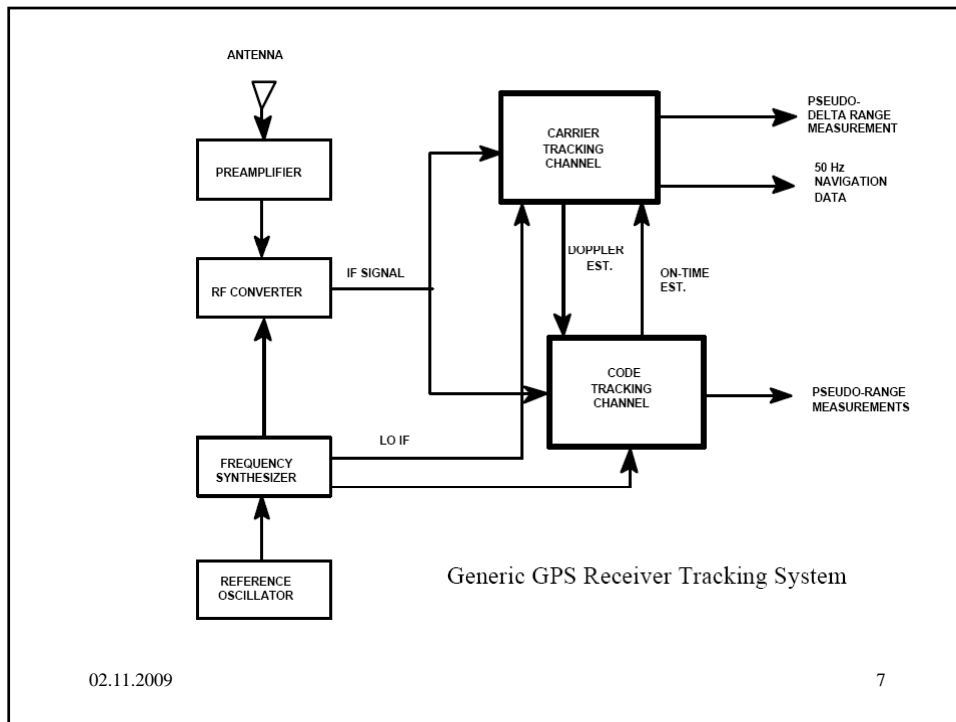
02.11.2009

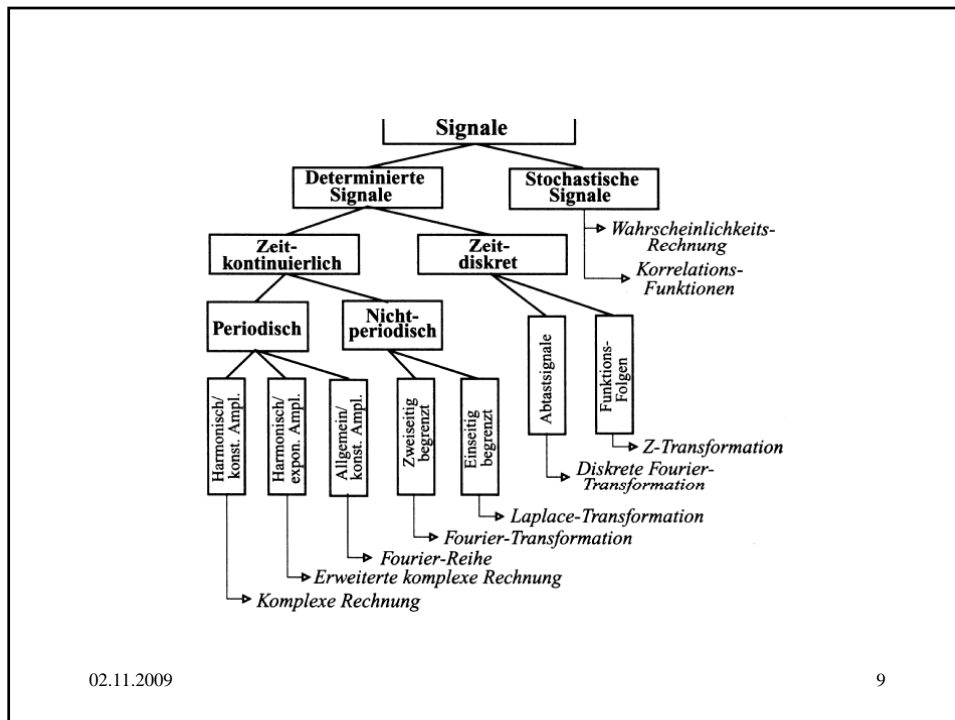
5



02.11.2009

6





02.11.2009

9

## Analoge Signale

periodische Signale gilt  $\Phi(t) = \Phi(t + T)$ .

Darstellung durch Fourier Reihe 
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n e^{jn\omega t}$$

Jeder Koeffizient steht für eine Sinusfunktion einer bestimmten Frequenz. Das heißt, die periodische Funktion kann als eine Summe aus diskreten Frequenzen dargestellt werden. Man spricht deshalb auch von einer Darstellung im **Frequenzbereich**.

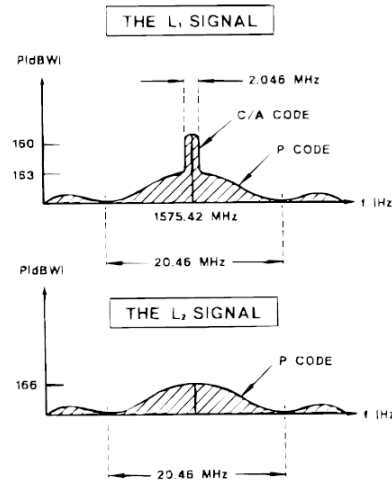
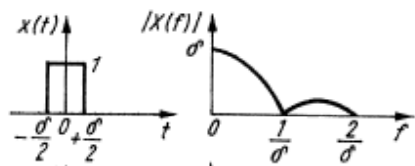
**Jede aperiodische Zeitfunktion lässt sich durch eine unendlich dichte Folge von sinusförmigen Schwingungen der Frequenz 0 bis  $\infty$ , die von  $-\infty < t < +\infty$  eingeschaltet sind, darstellen (Fourierscher Integralsatz).**

02.11.2009

10

Liegt nun das Signal nicht in periodischer Form vor, so wird aus der Reihenentwicklung ein kontinuierlicher Verlauf. Man spricht hier nun nicht mehr von Fourier'schen Reihen sondern von der Fourier Transformation:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \mathfrak{F}\{x(t)\}$$

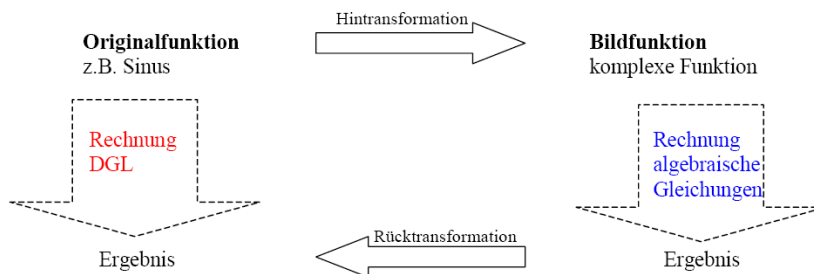


02.11.2009

11

Um nun eine Bestimmung des Verhaltens am Ausgang des linearen Systems machen zu könne wird meist folgenderweise vorgegangen:

1. Die Signale am Eingang liegen zunächst als Zeitfunktionen vor (z.B.: Sprungfunktion, Stossfunktion,...).  $X(f) = \mathfrak{F}\{x(t)\}$ ;  $G(f) = \mathfrak{F}\{G(t)\}$ ;  $Y(f) = \mathfrak{F}\{Y(t)\}$
2. Zur Untersuchung der Signalwirkungen auf die Systeme ist es zweckmässig, Zeitfunktionen in Frequenzfunktionen zu transformieren.  $Y(f) = G(f) \cdot X(f)$
3. Die Ausgangssignale werden wieder als Zeitfunktionen erwartet, deswegen muss eine Rücktransformation aus dem Frequenzbereich in den Zeitbereich erfolgen.

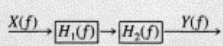
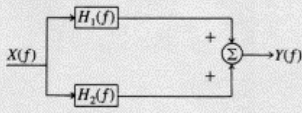
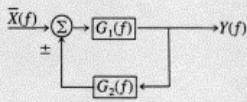


02.11.2009

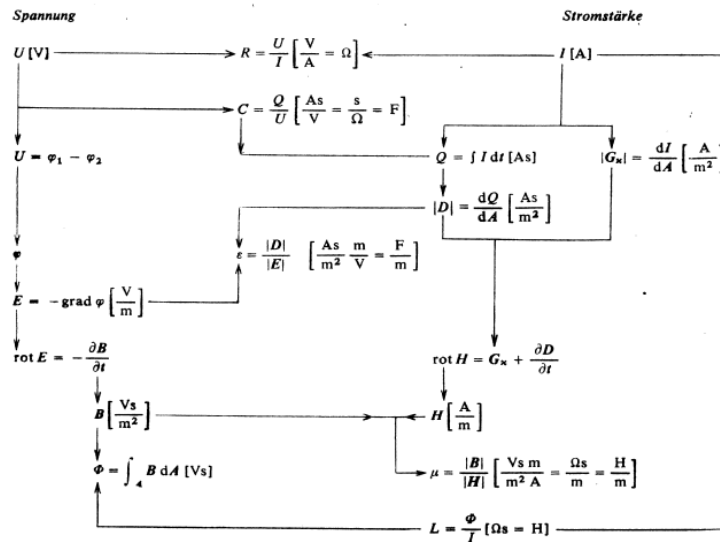
12

Systembeschreibung mittels Boxen  
 Inhalt der Boxen über Ausgangs zu Eingangsverhalten beschrieben

Übertragungsfunktion  $Y(f) = G(f) \bullet X(f)$

Name	Mathematical Description	Comments
1. Symmetry	$ H(f)  =  H(-f) $ $\angle H(f) = -\angle H(-f)$	Holds only for real $h(t)$
2. Cascaded systems	$H(f) = H_1(f)H_2(f)$ $h(t) = h_1(t) * h_2(t)$	
3. Parallel systems	$H(f) = H_1(f) + H_2(f)$ $h(t) = h_1(t) + h_2(t)$	
4. Feedback	$H(f) = \frac{G_1(f)}{1 \mp G_1(f)G_2(f)}$	

02.1] Eigenschaften von Übertragungsfunktionen eines Systems



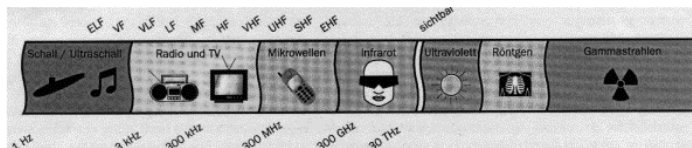
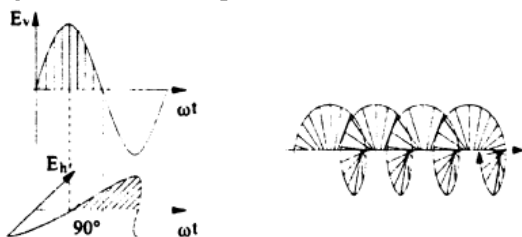
02.11.2009

Sich gegenseitig hervorrufoende E- und H-Felder gleicher Frequenz werden als *elektromagnetische Welle* bezeichnet. Sie weisen eine Ortsabhaengigkeit des Phasenwinkels auf.

Elektromagnetische Wellen, welche transversal zur Ausbreitungsrichtung keine Aenderung der Feldgroesse aufweisen, werden *Ebene Welle* genannt. Diese Form existiert zwar nicht, ist aber eine brauchbare Annaeherung fuer viele Ausbreitungsfaelle.

Die Richtung des  $\underline{E}$  Vektors wird als Polarisationsrichtung bezeichnet.

- lineare Polarisierung: der  $\underline{E}$ -Vektor zeigt in eine feststehende Richtung. Nur die Amplitude aendert sich. Bei Antennen in Erdnaehe unterscheidet man entsprechend der Orientierung des  $\underline{E}$ -Vektors horizontale und vertikale Polarisierung.
- Zirkulare Polarisierung: an einem festen Ort dreht sich der  $\underline{E}$ -Vektor mit konstanten Betrag mit konstanter Winkelgeschwindigkeit. Je nach Drehsinn bezueglich der positiven Ausbreitungsrichtung handelt es sich um rechts- oder linksdrehend zirkular polarisierte Wellen. Ein zirkular polarisiertes Feld entsteht, wenn zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene linear polarisierte, rechtwinklig aufeinander stehende Felder ueberlagert werden.



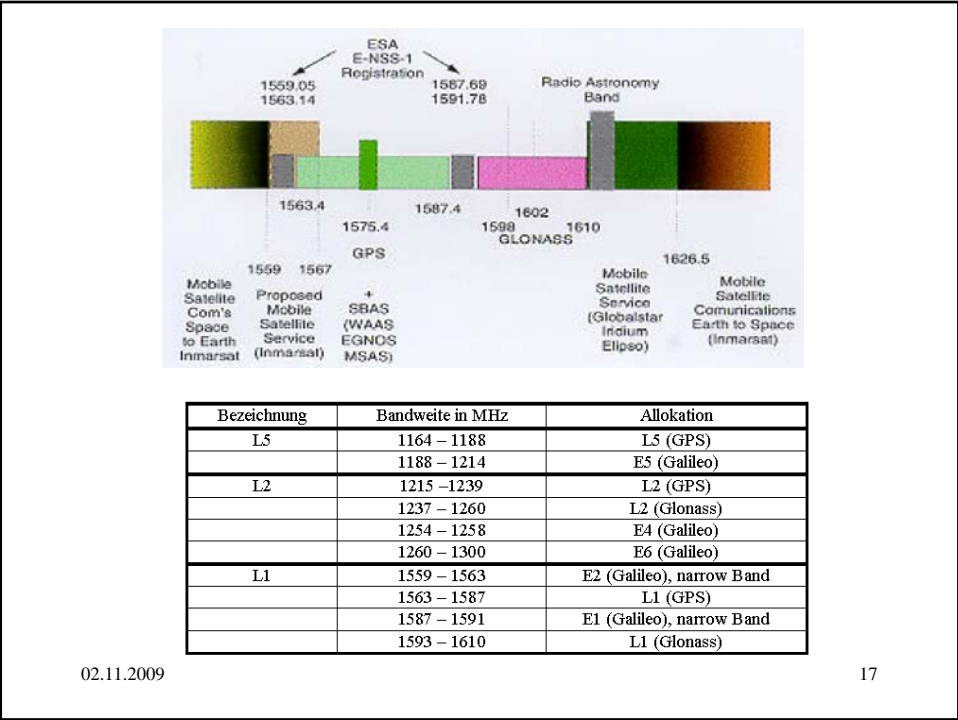
Bezeichnung	$\lambda$	Verwendung
Myriameterwellen	VLF < 10 km	0–20 Hz Telegraph 16 Hz–16 kHz Tonfrequenzbereich
Kilometerwellen	LF 10– 1 km	Verkehr zwischen Feststationen
Hektometerwellen	MF 1000–100 m	150–285 kHz Langwellen LW
Dekameterwellen	HF 100– 10 m	535–1605 kHz Mittelwelle MW 5,95–26,1 MHz Kurzwelle KW Rest Küstenfunk, Flugfunk, Elektromedizin
Meterwellen	VHF 10– 1 m	50–500 MHz UKW Band I...IV Rundfunk, Fernsehen, Polizeifunk, Richtstrahlung, Küstenfunk, Funknavigation, Elektromedizin
Dezimeterwellen	UHF 100– 10 cm	Funknavigation, Richtstrahlung, Fernsehübertragung
Zentimeterwellen	SHF 100– 1 cm	Navigationshilfe, Radar
Millimeterwellen	EHF 10– 1 mm	

Abkürzungen: V Very L Low F Frequency M Medium  
H High U Ultra S Super E Extremely

02.11.2009

16





- **C = 299,792,458 m/s**      ~ 300 meters per microsecond
  - **C/A code period = 1 msec = 299,792.458 m**      ~ 300 kilometers
  - **C/A code chip = 293.0522561 m**      ~ 300 meters
  - **P code chip = 29.30522561 m**      ~ 30 meters
  - **L1 wavelength = 19.029367... cm**      ~ 7.5 inches
  - **L2 wavelength = 24.421021... cm**      ~ 9.6 inches
  - **L1 – L2 wavelength = 86.19184... Cm**      ~ 33.9 inches
- 02.11.2009 18

Ausbreitung von Radiowellen (elektromagnetischen Wellen)

In einem Vakuum breiten sich die elektromagnetischen Wellen als ungedämpfte Kugelwellen nach allen Seiten gleichmässig mit Lichtgeschwindigkeit aus.

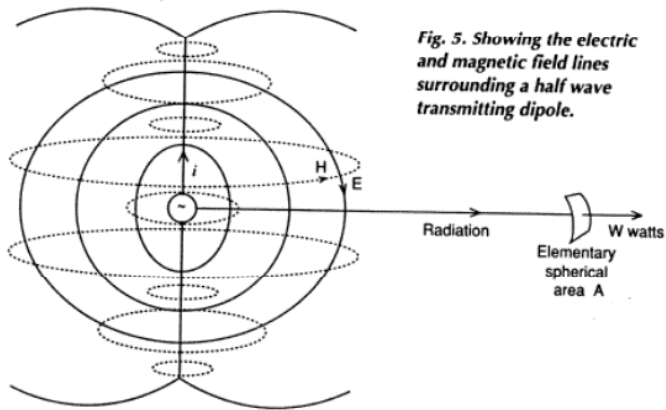
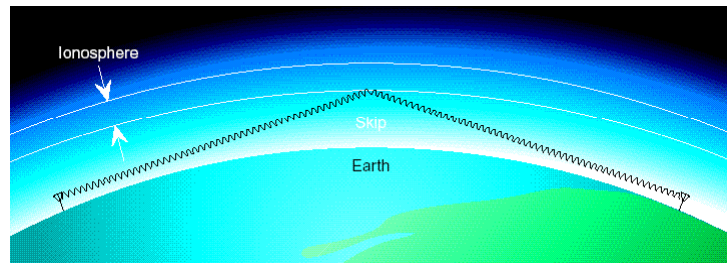
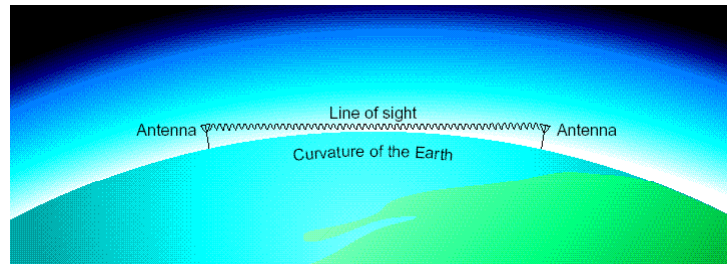


Fig. 5. Showing the electric and magnetic field lines surrounding a half wave transmitting dipole.

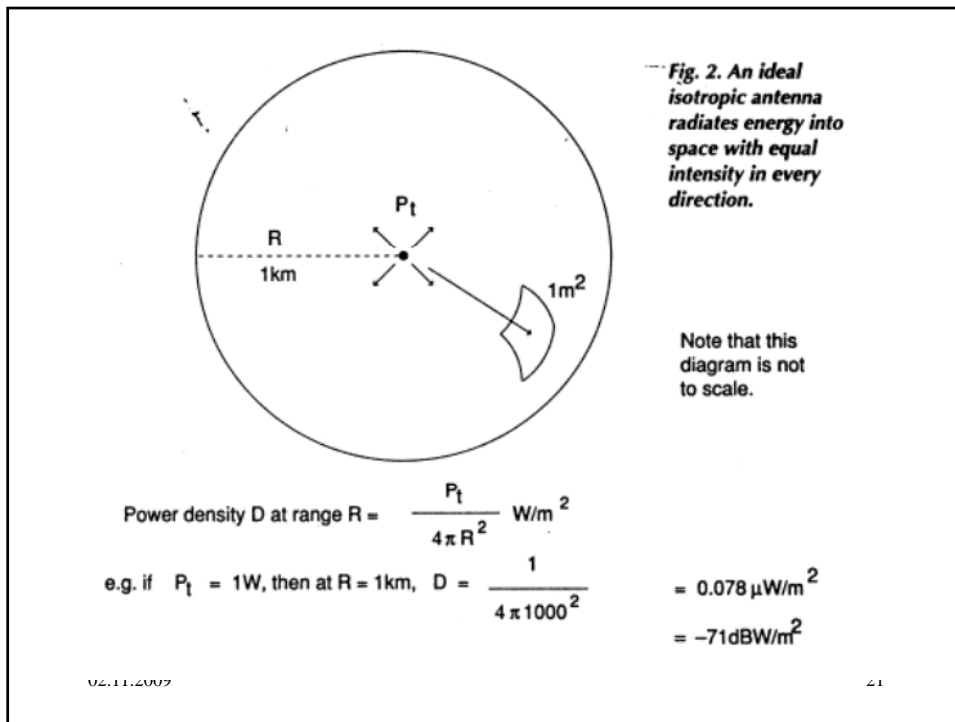
02.11.2009

19



02.11.2009

20



Der Zusammenhang zwischen Leistungsdichte und dem darunter aufgeführten logarithmischen Mass ist folgendermassen definiert:

Übertragungsmass für die Leistung  $P = 10 \log_{10} (P_2 / P_1)$  dB (Dezibel)

In speziellen Fällen werden Pegel (wie zum Beispiel: elektrische Leistung) auf eine bestimmte Bezugsgrösse (zum Beispiel:  $P_0 = 1 \text{ mW}$ ) bezogen  $\Rightarrow 10 \cdot \log_{10} (P / P_0)$  in dBm

Daher ergibt die Umrechnung von  $0.078 \mu\text{W/m}^2 = 0.078 \cdot 10^{-6} \text{ W/m}^2$   
 $\rightarrow 10 \cdot \{\log_{10} (0.078 \cdot 10^{-6} / 1 \text{ W}) \text{ W/m}^2\} = 10 \cdot \{-7.1\} \text{ dB} \text{ W/m}^2 = -71 \text{ dB}_{(\text{W})} \text{ W/m}^2$

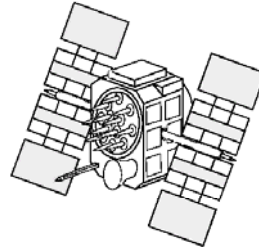
Bei der Verdoppelung der Distanz (in diesem Fall 2000 m) nimmt die Freiraumdämpfung auf -77 dBW/m<sup>2</sup> zu, d.h. die Dämpfung vergrössert sich um 6dB.

Abbreviation	Equation	Notes
dBm	$10 \cdot \log(P/1 \text{ mW})$	dB with respect to 1 <u>m</u> W, equals dBW - 30.
dBW	$10 \cdot \log(P/1 \text{ W})$	dB with respect to 1 <u>W</u> , equals dBm + 30.
dBuV	$20 \cdot \log(V/1 \mu\text{V})$	dB with respect to 1 <u>μ</u> V, equals dBV + 120.
dBV	$20 \cdot \log(V/1 \text{ V})$	dB with respect to 1 <u>V</u> , equals dBuV - 120.
dBi		Antenna gain with respect to an ideal <u>i</u> sotropic radiator <sup>1</sup>
dBic		Antenna gain with respect to an ideal <u>i</u> sotropic <u>c</u> ircular polarized radiator
dBd		Antenna gain with respect to an ideal linear polarized half-wavelength dipole

02.11.2009

22

**The communication link budget analysis**



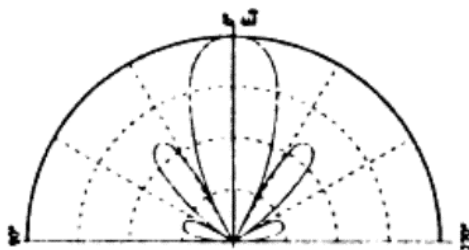
	Gain (+) /loss (-)	Absolute value
Power at the satellite transmitter		13.4dBW (43.4dBm=21.9W)
Satellite antenna gain (due to concentration of the signal at 14.3°)	+13.4dB	
Radiate power EIRP (Effective Integrated Radiate Power)		26.8dBW (56.8dBm)
Loss due to polarisation mismatch	-3.4dB	
Signal attenuation in space	-184.4dB	
Signal attenuation in the atmosphere	-2.0dB	
Gain from the reception antenna	+3.0dB	
Power at receiver input		-160dBW (-130dBm=100.0*10 <sup>-11</sup> W)

02.11.2009

23

**Richtcharakteristik von Antennen**

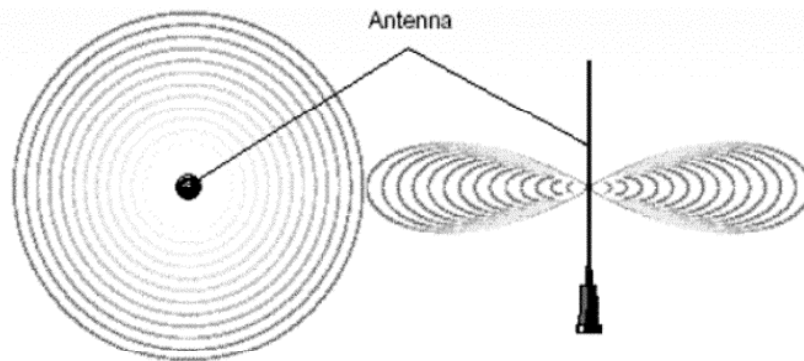
Trägt man den Betrag der Feldstärke, die in einem konstanten Abstand der Antenne gemessen wird, in einem Polardiagramm auf, ergibt sich die Richtcharakteristik der Antenne.



02.11.2009

24

Vergleicht man nun die Richtcharakteristik eines isotropischen Strahlers mit dem eines Dipols,



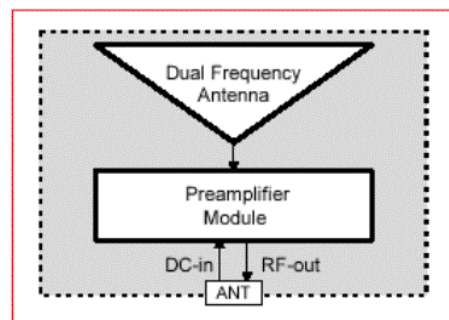
In dieser Richtung (horizontal) hat der Dipol eine 1.65 fache ( $10 \cdot \lg 1.65 = +2.15 \text{ dB}$ ) Verstärkung relativ zum isotropen Strahler, welcher ja in alle Richtungen mit gleicher Leistung strahlt. Daraus ergibt sich ein sogenannter **Antennengewinn (Gain)**  $G = 2.15 \text{ dB}_i$   $\Rightarrow$  das tiefgestellte  $i$  bei der dB Zahl bezieht sich auf den isotropen Strahler.

02.11.2009

25

#### GPS Antennen

Wie im folgenden Bild dargestellt besteht die Antenne aus einem Antennenelement, hier Dual Frequency Antenna genannt, einem Preamplifier Module, einem Anschlussstecker (ANT) und einem Gehäuse.



02.11.2009

26

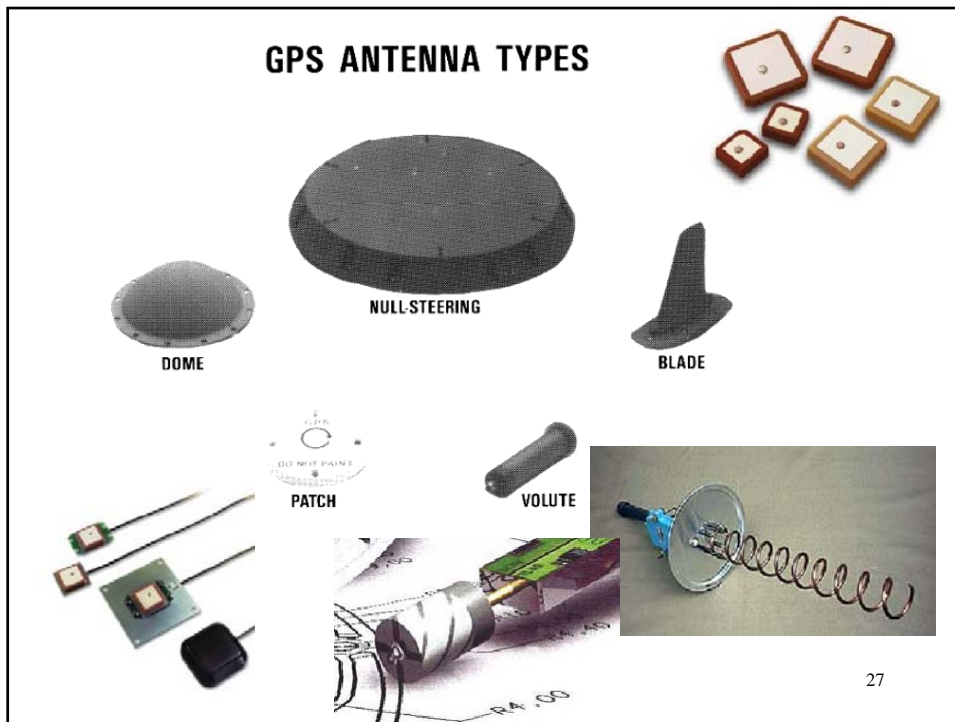
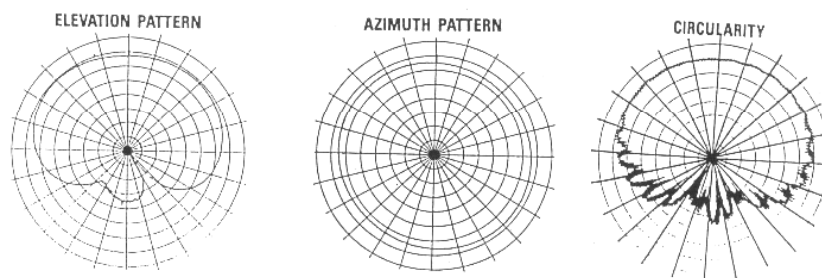


Bild zeigt exemplarisch die Richtcharakteristik einer solchen Antenne.



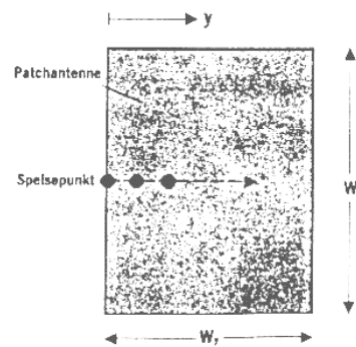
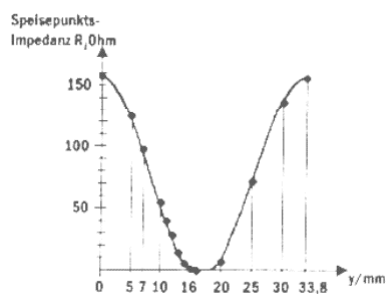
### Patchantenne

Eine Patchantenne (patch...Flicken, Flecken) wird als planare Antenne bezeichnet, und gehört zu den Microstripantennen. Die planare Leiterbahnstruktur wird durch Ätzen oder Siebdruck auf einen dielektrischen Träger, das Substrat, aufgebracht. Der Vorteil dieser Bauform liegt im relativ geringen Preis, exakter Reproduzierbarkeit, geringem Gewicht, niedriger Bauhöhe und hohem Integrationsgrad.

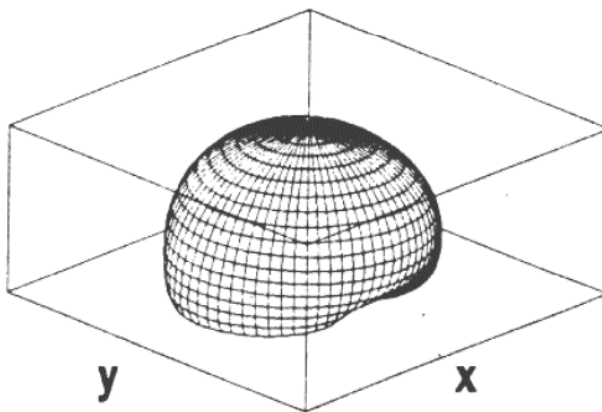
Kantenlänge eines Patches berechnet sich:

$$d = \lambda_{\text{GPS L1}} / (2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}), \text{ wobei } \lambda_{\text{GPS L1}} = c / f_0 = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} / (1.575 \cdot 10^9 \cdot 1/\text{s}) = 0.19 \text{ m}.$$

Mit einem  $\epsilon_r$  von 20 (Keramik) ergibt sich  $d = 0.19 \text{ m} / (2 \cdot \sqrt{20}) = 0.021 \text{ m} = 2.1 \text{ cm}$ .



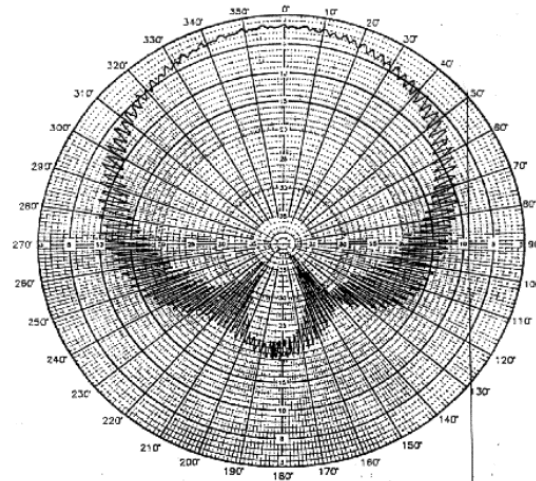
Die Richtcharakteristik ist annähernd eine Halbkugel. Der Öffnungswinkel der Strahlungskeule der Patchantenne steigt mit sinkender Resonatorfläche. Daher besteht das Trägermaterial aus gesintertem Keramik. Gegenüber dem Aufbau in Luft reduziert sich die Grundfläche um einen Faktor 4.



02.11.2009

30

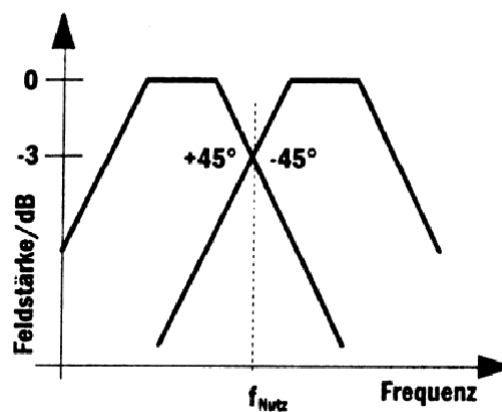
Das folgende Bild zeigt einen Schnitt durch das räumliche Richtdiagramm. Man erkennt, dass bei Elevationswinkel über etwa  $15^\circ$  die Antenne die volle Empfindlichkeit besitzt. Damit ist die Anforderung für die "Ausleuchtung" des "sichtbaren Himmels" gut geeignet. Unten abgebildet ist das Richtdiagramm einer Patchantenne.



02.11.2009

31

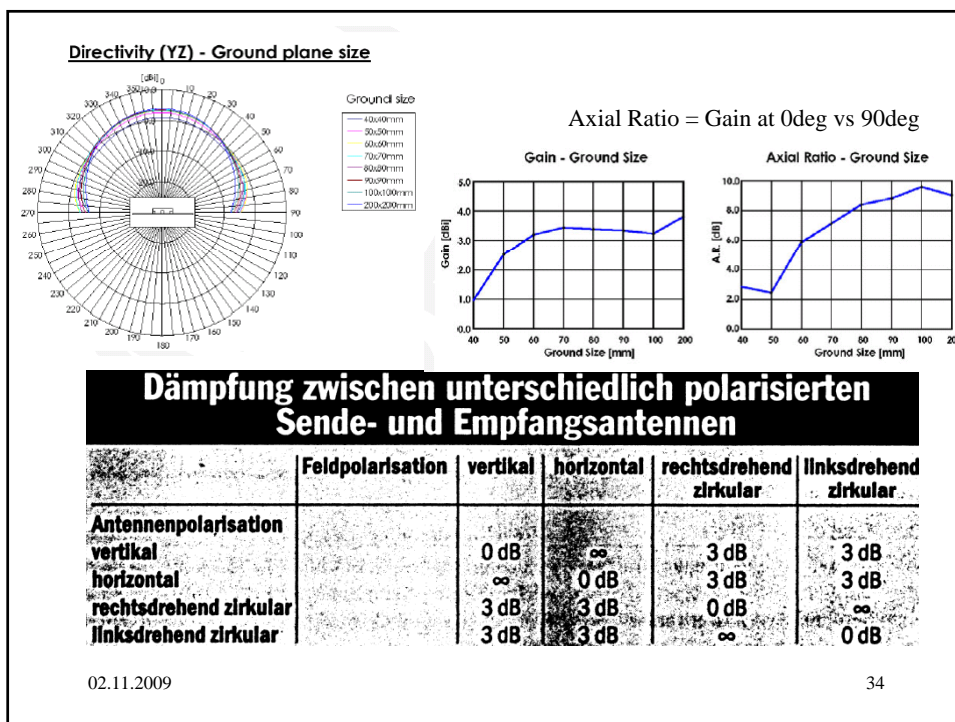
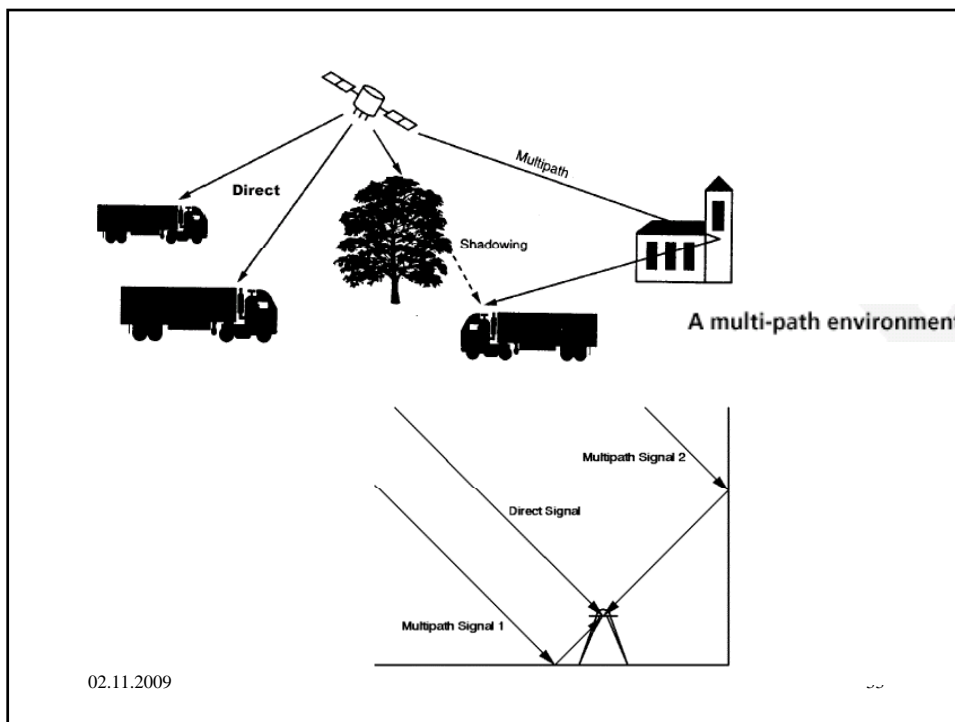
Um ein zirkular polarisiertes Feld zu generieren, werden zwei senkrecht zueinander stehende E-Felder angeregt. Beide Felder müssen gegeneinander eine Phasenverschiebung von  $90^\circ$  besitzen. Die Phase liesse sich durch ein äusseres Netzwerk aufprägen. Die elegantere Methode besteht jedoch in der direkten Speisung an einem geeigneten Punkt innerhalb der Patchfläche. Mittels dieses Speisepunktes werden in beiden Symmetrieachsen des Rechteckpatches Wechselfelder angeregt.

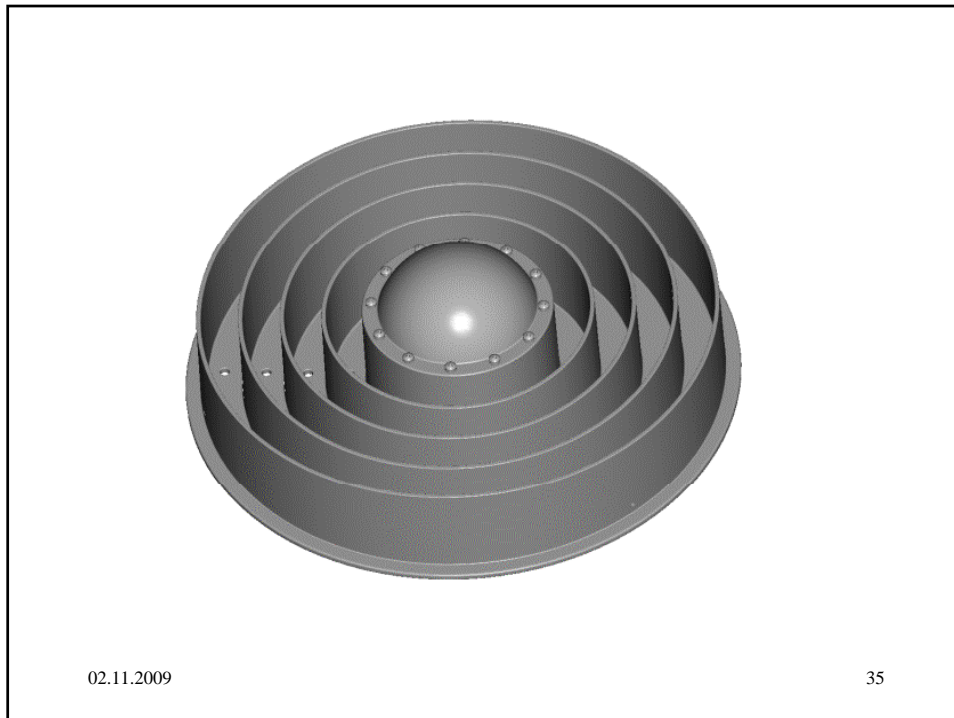


02.11.2009

32







02.11.2009

35

### Analoger Bauteile und deren Kenngrößen

Wenn wir zum Antennenblockdiagramm zurückgehen sehen wir, dass als nächster Block in der Antenne der Vorverstärker (Preampfier) folgt. Die Aufgabe dieses Elements ist die Verstärkung und Filterung des empfangenen Signals. Da es sich um sehr kleine Signale handelt, man kann sich die Stärke des GPS Signals als ein Radiosignal eines 2.5 milli Watt Senders aus 50 Km Distanz vorstellen, sind grosse Anforderungen an diesen Vorverstärker gestellt. Das Signal liegt unter dem Umgebungsrauschen, daher soll der Verstärker möglichst wenig Eigenrauschen dem GPS Signal zufügen. Die Störsignale sollen zu keiner Degradierung des GPS Signals führen (Jamming) oder das GPS System gar zerstören. Nur das GPS Signal soll verstärkt (Gain) werden und alle anderen Frequenzen sollen unterdrückt werden. Die Speisung des Verstärkers soll nicht mittels eigener Batterie sondern via Kabel vom Empfänger erfolgen. Die Antenne plus Vorverstärker darf das gesamte GPS System nicht negativ beeinflussen (self-jamming).

02.11.2009

36

Rauschen elektronischer Bauelemente

In jedem elektronischen Bauteil werden durch die diskreten Charakter des elektrischen Stromflusses regellose spontane Strom- und Spannungsänderungen erzeugt, die als Rauschen bezeichnet werden. Rauschvorgänge sind stationär und ergodisch, das heisst ihre statistischen Eigenschaften ändern sich nicht mit der Zeit (Detaillierte Beschreibung in [2] S.96ff).

**Thermisches Rauschen:**

$$P_{Noise} = k \cdot T_S \cdot \Delta f \quad \text{with} \quad k = 1.380 \cdot 10^{-23} \frac{Ws}{K}$$

Die thermische Leistung in einer Bandweite von 1 Hz entspricht dem Produkt aus der Boltzmann'schen Konstanten und der absoluten Temperatur. Für Raumtemperatur von 17°C ergibt sich ein Wert von -174 dBm/Hz. Bei einer grösseren Bandweite wird die thermische Leistung um den entsprechenden Wert grösser.

z.B.: bei 1 MHz Bandweite ergibt dies

$$10 \log_{10} (10^6 / 1) = 60 \text{ dB} \Rightarrow P_{1MHz} = -174 \text{ dBm/Hz} + 60 \text{ dB} = -114 \text{ dBm}$$

Thermal noise floor

$$P_{C/A} = -130 \text{ dBm} \rightarrow -15 \text{ below noise floor}$$

02.11.2009

37

Durch das Rauschen wird die Möglichkeit der Signalverstärkung eingeschränkt. Ziel ist das Nutzsignal zu verstärken und nicht das Rauschen. Beide Komponenten liegen jedoch praktisch immer gleichzeitig vor. *Rausch-* und *Nutzsignal* überlagern sich. Für eine Auswertung des Nutzsignals muss dieses stärker wie das Rauschsignal sein, d.h. ein bestimmtes *Signal-Rausch-Verhältnis S/N* muss eingehalten werden. Dies ist eine signifikante Kenngrösse einer Empfängerstufe.

Im allgemeinen ist die Signalleistung S grösser als die vorhandene Rauschleistung N. Man definiert als das Signal-Rausch-Verhältnis:

$$S/N = S / N$$

<b>Transmitter:</b>	
ERP	+55 dBm
Path Losses	-200 dB
Rcvr. Ant. Gain	60 dB

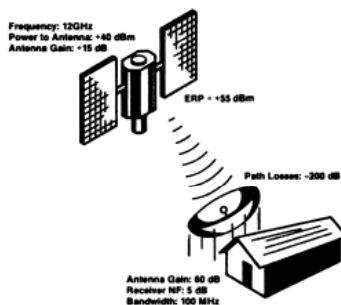
Power to Receiver -85 dBm

<b>Receiver:</b>	
Noise Floor @ 290K	-174 dBm/Hz
Noise in 100 MHz BW	-80 dB
Receiver N.F.	+5 dB

Receiver Sensitivity -89 dBm

Link Margin: 4 dB

- Increase Margin by 3 dB**
1. Double transmitter power
  2. Increase gain of antennas by 3 dB
  3. Lower the receiver N.F. by 3 dB

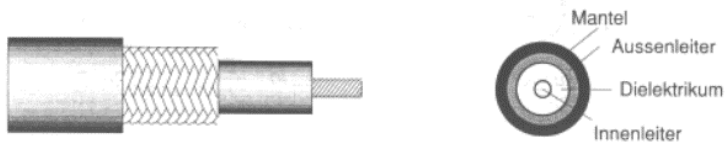


38

### Antennenkabel

Die Antenne wird über ein Antennenkabel mit dem Empfänger verbunden. Dabei muss bei einem Koaxialkabel RG316 mit 2.5 m Länge einschliesslich von Steckerverlusten mit circa 3 dB Signaleinbusse gerechnet werden.

### Koaxial-Kabel



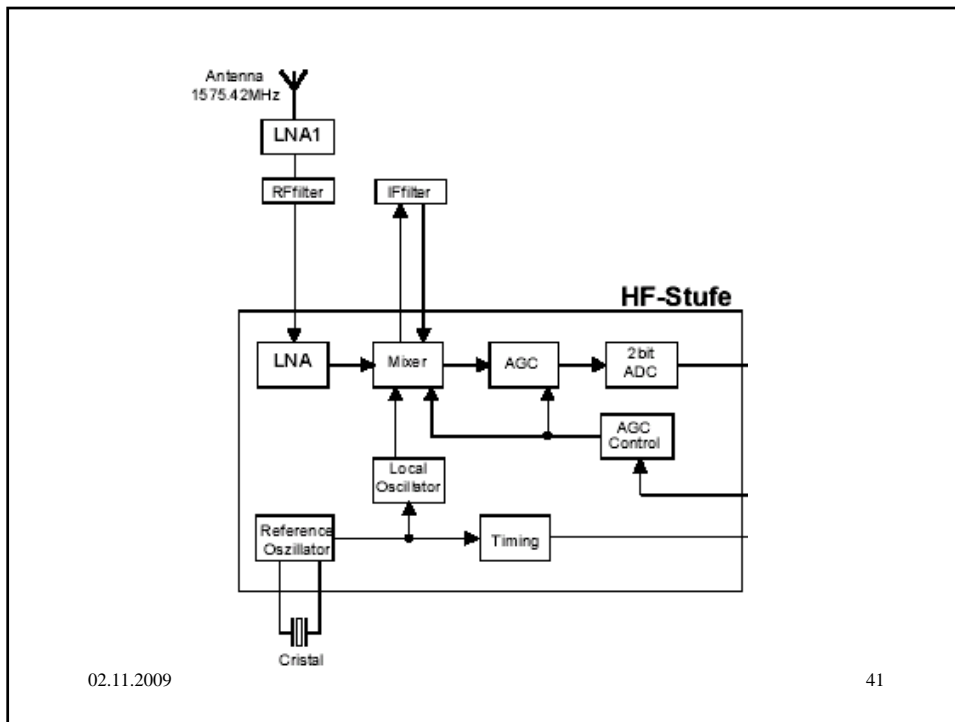
02.11.2009

39

Nominal attenuation (dB/100 feet)

Cable	Impedance	150 MHz	450 MHz	900 MHz
RG-58	50	5.7	10.5	16
RG-8	50	2.3	4.3	7.6
RG-213	52	2.3	4.3	7.6
Heliac® 1/2-inch	50	.9	1.4	2.2

Bei dem ohnehin extrem niedrigen Signalpegel am Antennenfußpunkt ist es deshalb sinnvoll, einen Vorverstärker in unmittelbarer Nachbarschaft des Empfangselementes (Antenne) anzuordnen. Die Anforderungen an den Verstärker sind eine korrekte Impedanzanpassung an die Patchantenne verbunden mit niedrigem Eigenrauschen, eine Unempfindlichkeit gegenüber vergleichsweise starken Signalen (ca. +160 stärker) des benachbarten E-Netzes (bei ca. 1710 Mhz) und DAB Bereiches. Zusätzlich ist eine möglichst hohe Verstärkung des GPS Signales gefordert.



### Kaskadierung von Hochfrequenzstufen

Der Vorverstärker gleicht nicht nur die Kabelverlust aus, sondern verkleinert auch die Systemrauschzahl. Bei der Kaskadierung von zwei Stufen (Vorverstärker und Empfänger) gilt für die Systemrauschzahl:

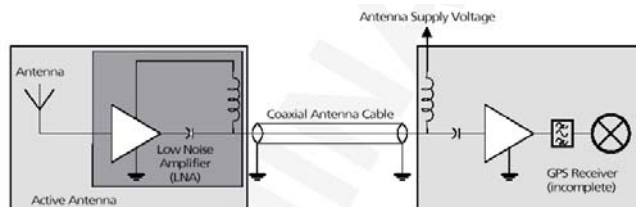
$$F_{12} = F_1 + (F_2 - 1) / V_1$$

Dabei ist  $F_1$  der Rauschfaktor des Vorverstärkers und  $V_1$  seine Verstärkung abzüglich aller Dämpfungen zwischen Vorverstärkerausgang und Empfängereingang.  $F_2$  ist der Rauschfaktor des Empfängers.

Das Ganze sei an einem Beispiel illustriert:

Eine Empfangsantenne sei über ein Kabel mit 6 dB Dämpfung an einen Empfänger mit einer Rauschzahl von 3.5 dB angeschlossen (der Rauschfaktor  $F_2 = 10^{(NF_2/10)} = 10^{0.35} = 2.24$ ).

Die Gesamtrauschzahl (ohne Vorverstärker) beträgt 9.5 dB (= 6dB + 3.5dB).



Schaltet man nun zwischen Antenne und Kabel zusätzlich einen Vorverstärker mit einer Verstärkung  $V = 30$  dB und einer Rauschzahl = 2 dB (das ergibt für den Rauschfaktor den Wert  $F_1 = 10^{0.2} = 1.585$ ), dann "sieht" der Empfänger wegen der Kabeldämpfung von 6 dB davon nur noch 24 dB ( $V = 10^{2.4} = 251$ ).

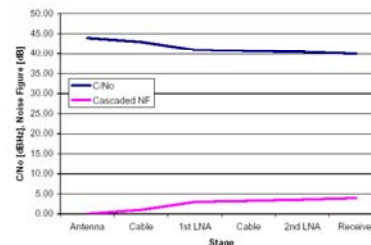
Die Systemrauschzahl ergibt also:

$$F_{12} = F_1 + (F_2 - 1) / V_1 = 1.585 + (2.24 - 1) / 251 = 1.585 + 0.0049 = 1.5899$$

entsprechend ist die Rauschzahl  $F_{12} = 10 \log 1.5899 = 2.014$  dB

Man erkennt, dass die Rauschbeiträge des Empfängers um die am Empfängereingang resultierende Verstärkung des Vorverstärkers gemindert, in die Rauschbilanz eingehen. Im wesentlichen spielt also nur die Rauschzahl des Vorverstärkers eine Rolle, unabhängig von der Kabeldämpfung und dem Rauschen des Empfängers. Die Gesamtrauschzahl des Systems "Antenne - Kabel - Empfänger" ist also durch den Vorverstärker um  $(9.5 - 2)$  dB = 7.5 dB verbessert worden.

Stage	Power Gain of Stage [dB]	Cascaded Power Gain [dB]	Noise Figure of Stage [dB]	Cascaded Noise Figure [dB]	Carrier Power [dBm]	Noise Power Density [dBm/Hz]	C/No [dBHz]
Antenna				0.00	-130	-173.98	43.98
Cable	-1	-1	1	1.00	-131	-173.98	42.98
1st LNA	10	9	2	3.00	-121	-161.98	40.98
Cable	-3	6	3	3.26	-124	-164.71	40.71
2nd LNA	10	16	2	3.56	-114	-154.42	40.42
Receiver	60	76	10	3.97	-54	-94.01	40.01



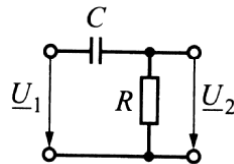
## Vierpole

Bei einem analogen Schaltkreis liegen nur analoge Eingangs- und Ausgangsgrößen vor. Das bedeutet, dass bei einer stetigen Änderung der Eingangsgröße eine stetige Änderung der Ausgangsgröße auftritt. Beispiele analoger Schaltungen sind: lineare Verstärker, analoge Filter, Leitungen und Übertrager. Da es sich meist um Systeme mit 2 Eingangs- und 2 Ausgangsklemmen handelt werden diese Schaltungen auch Vierpole bezeichnet.

Man unterscheidet bei den Vierpolen zwischen:

- aktiven das System besitzt innere Energiequellen
- passiven nur passive Bauelemente (die Ausgangswirkleistung ist kleiner als die Eingangswirkleistung)
- linearen aus linearen Elementen aufgebaut
- symmetrischen das Vertauschen der Eingangs- und Ausgangsklemmen führt zu keiner Veränderung der Ströme beziehungsweise Spannungen in den angeschlossenen Netzwerken

Als Vierpol - Beispiel sei hier ein Hochpass behandelt. Die Übertragungsfunktion errechnet sich (in komplexer Schreibweise):



$$\underline{G}(j\omega) = \underline{U}_2 / \underline{U}_1 = i \cdot R / (i \cdot Z_{ges}) = R / (R + 1 / (j\omega C)) = 1 / (1 - j / (\omega R C))$$

mit dem Betrag:  $|\underline{G}(j\omega)| = |\underline{U}_2 / \underline{U}_1| = 1 / (1 + 1 / (\omega R C)^2)^{1/2}$

Für den Phasenwinkel  $\varphi$  zwischen der Eingangsspannung  $\underline{U}_1$  und der Ausgangsspannung  $\underline{U}_2$  gilt:  $\tan \varphi = -1 / (\omega R C)$

02.11.2009

45

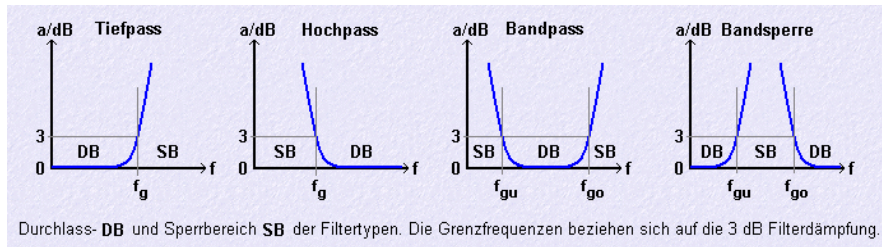
## Filter

- Die Elektrotechnik bezeichnet Schaltungen als Filter, die ein elektrisches Signal abhängig von der Frequenz in der Amplitude und Phase verändern.
- Dadurch können unerwünschte Signalanteile abgeschwächt und unterdrückt werden.
- im klassischen Sinn: Veränderung des Frequenzgangs (TP, HP, BP, ...)
- Unabhängig von der konkreten Realisierung des Filters (ob analog oder zeitdiskret bzw. digital)
- Funktionsweise eines Filters lässt sich durch Übertragungsfunktion beschreiben.
- Diese bestimmt, wie das Eingangssignal in der Amplitude und in der Phase verändert wird.
- Entwurf anhand der gewünschten Übertragungsfunktion
- Durchlassbereich - Sperrbereich

(1) Wikipedia

02.11.2009

46



Das oben betrachtete Vierpol (RC-Glied) stellt einen Hochpass dar. Es ergeben sich als Komponenten der Vierpolcharakteristik:

- Amplitudengang bezeichnet den Realteil der Übertragungsfunktion. Er entspricht dem Quotienten von Ausgangs- und Eingangsspannung und eine Funktion der Kreisfrequenz  $\omega$ .

$$|\underline{G}(j\omega)| = |\underline{U}_2 / \underline{U}_1| = 1 / (1 + (\omega R C)^2)^{1/2}$$

Demnach wächst die Ausgangsspannung  $\underline{U}_2$  mit zunehmender Frequenz immer mehr an und nähert sich bei sehr hohen Frequenzen dem Wert von  $\underline{U}_1$ .

02.11.2009

47

- Phasengang bezeichnet den Imaginärteil der Übertragungsfunktion und ist eine Funktion der Kreisfrequenz  $\omega$ .

$$\varphi_{\text{tr}} = - \arctan (1 / (\omega R C))$$

Bei dem speziellen Fall  $R = 1 / (\omega C)$  spricht man von der Grenzkreisfrequenz  $\omega_g = 1 / (R C)$ . Setzt man diesen Wert in die obigen Gleichungen ein, so ergibt sich:

$$|\underline{G}(j\omega)| = |\underline{U}_2 / \underline{U}_1| = 1 / \sqrt{2}$$

$$\varphi_{\text{tr}} = - \arctan 1 = - 45^\circ$$

Das heißt, von der Grenzfrequenz an aufwärts beträgt die Ausgangsspannung eines Hochpasses mehr als 70% der Eingangsspannung. In dB ausgedrückt ergibt sich die Grenzfrequenz als diejenige Frequenz, bei der die relative Verstärkung auf - 3 dB abgefallen ist.

02.11.2009

48

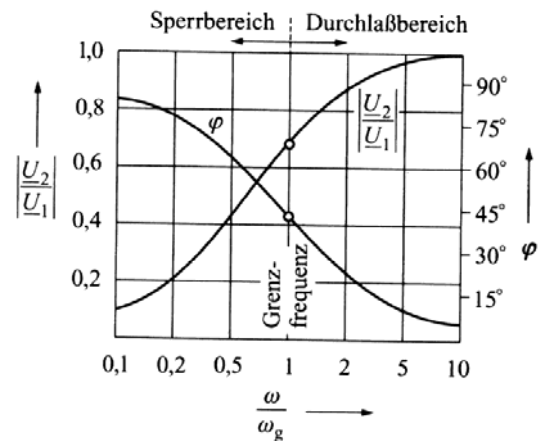


Damit ergibt sich für den Amplitudengang :

$$|G(j\omega)| = |\underline{U}_2 / \underline{U}_1| = 1 / (1 + (\omega_g / \omega)^2)^{1/2}$$

und den Phasengang

$$\varphi_{U_2} = - \arctan (\omega_g / \omega)$$



02.11.2009

49

### Verstärker (oder Amplifier)

Verstärker sind aktive Vierpole (Zweitore), die mittels einer Hilfsleistung  $P_H$  (Stromversorgung) eine kleine Eingangsleistung  $P_1$  in eine größere Ausgangsleistung  $P_2$  wandeln.

Somit kann man eine Leistungsbilanz aufstellen:

$$P_1 + P_H = P_2 + P_V, \text{ wobei } P_V \text{ die Wärmeverlustrleistung darstellt.}$$

### Grundsaltungen von Verstärkern

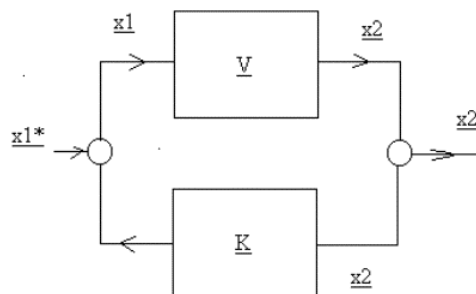
In unserem Fall handelt es sich bei dem Antennenverstärker um eine Hochfrequenzstufe mit Bauteilen mit niedrigem Eigenrauschen. Die elementarsten Verstärker besteht aus einer Transistorstufe, deren Grundsaltungen hier beschrieben werden [8] S. 340 ff.

02.11.2009

50

### Rückgekoppelten Verstärker

Um die Eigenschaften einer Verstärkerstufe besser kontrollieren zu können, werden Rückkopplungen gemacht. Eine Rückkopplung liegt vor, wenn das Ausgangssignals eines aktiven Verstärkers über ein Rückkopplungsglied an den Eingang zurückgeführt wird. Der Signalflussplan des rückgekoppelten Verstärkers bildet die Grundlage für das Modell eines Regelkreises.



02.11.2009

51

Die allgemeine Rückkoppelgleichung ergibt sich mit  $x_1^* + K x_2 = x_1$  und  $\underline{V} = x_2 / x_1$ :

$$\underline{V}^* = \underline{V} / (1 - \underline{KV})$$

wobei  $\underline{K}$  als der Rückkopplungsfaktor und  $\underline{V}$  die Verstärkung der offenen Schleife (open loop) genannt wird.  $\underline{KV}$  wird die Schleifenverstärkung bezeichnet und  $1 - \underline{KV} = g$  als Rückkopplungsgrad.

Es sind drei charakteristische Fälle zu unterscheiden:

1.  $|g| > 1$  :  $|\underline{V}^*| < |\underline{V}|$  negative Rückkopplung (Gegenkopplung - gegenphasige Rückführung des Ausgangssignals an den Eingang des Verstärkers)
2.  $|g| < 1$  :  $|\underline{V}^*| > |\underline{V}|$  positive Rückkopplung (Mitkopplung)
3.  $|g| = 0$  :  $|\underline{V}^*| \rightarrow \infty$  Selbsterregung (Schwingbedingung  $\rightarrow$  Oszillatoren)

für  $KV \gg 1$  ist die Verstärkung im wesentlichen nur von der Rückführung abhängig  $V^* \approx 1/K$

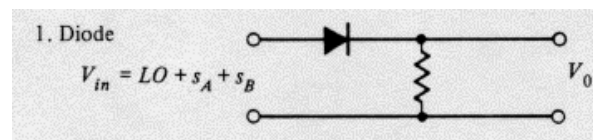
02.11.2009

52

### Die Frequenzmischung

Um Nachrichten über große Entfernungen wirtschaftlich zu übertragen, wird die Information, welche niederfrequent vorliegt in eine hochfrequente Form umgesetzt. Danach erfolgt die Übertragung. Beim Empfang ist der umgekehrte Vorgang. Es erfolgt also eine Frequenzumsetzung bzw. Frequenzrückumsetzung. Im allgemeinen geschieht dies, indem man die niederfrequente Modulationsspannung und die hochfrequente Trägerfrequenzspannung auf ein nicht-lineares Netzwerk (Diode, Transistor,...) einwirken läßt. Besitzt zum Beispiel das nicht-lineare Netzwerk eine Quadratische Kennlinie, so ergeben sich aus der Überlagerung verschiedene Frequenzmischprodukte  $\omega$ ,  $2\omega$ ,  $\omega_T$ ,  $2\omega_T$ ,  $\omega_T - \omega$ ,  $\omega_T + \omega$ .

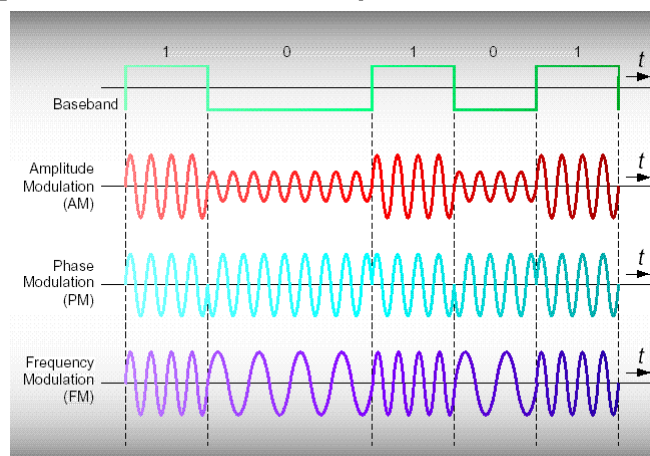
Im den folgenden Beispielen handelt es sich bei dem nichtlinearen Element um die PN Übergang einer Diode welche in erster Annäherung durch eine quadratische Kennlinie dargestellt werden kann. Die Diode liegt ebenso bei einem Transistor oder einem Feldeffekttransistor (FET) vor.



02.11.2009

53

Das gleiche Prinzip der Verwendung einer Nichtlinearität, wird auch bei der Modulation angewandt. Je nach Veränderung des Parameters (Amplitude, Frequenz oder Phase der Trägerfrequenz) im Rhythmus der Niederfrequenz, unterscheidet man zwischen Amplituden-, Frequenz- und Phasenmodulation. Dies sind die klassischen analogen Verfahren. Modulationen für digitale Kommunikationsverfahren werden später behandelt.



02.11.2009

54

## Oszillatoren

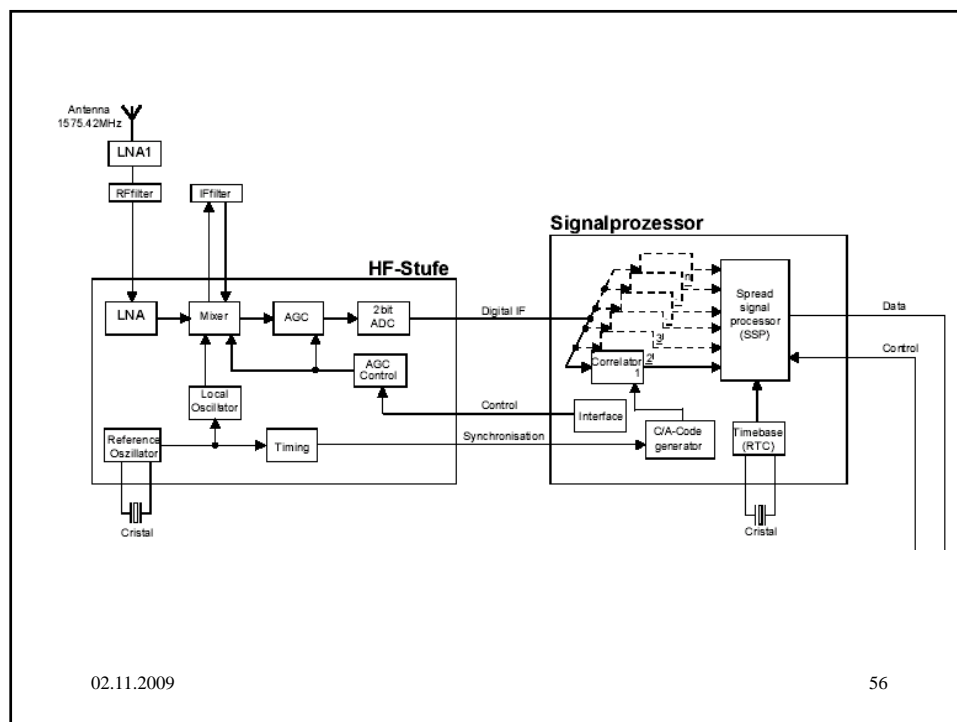
Oszillatoren sind Schaltungen, welche ungedämpfte elektrische Schwingungen bestimmter Kurvenform und Frequenz mit konstanter Amplitude erzeugen. Für unseren Fall ist der Quarzoszillator besonders zu erwähnen. Sie zeichnen sich durch besonders hohe Frequenzkonstanz aus. Dies hängt von Quarzschnitt, Schwingungsform, Abmessungen, Quarzbelastung und Oszillatorschaltung ab.

Die Frequenzstabilität von Quarzoszillatoren liegt bei  $\Delta f / f_0 \approx 10^{-6} \dots 10^{-10}$ . Der obere Bereich wird nur von speziellen Oszillatoren eingehalten.

Die Oszillatorfrequenz kann speziell für die Anwendung bestimmt werden. Der Hersteller schneidet den Quarz entsprechend der gewünschten Frequenz. Der Frequenzplan, welcher beim Systementwurf des GPS Empfängers entsteht bestimmt die Oszillatorfrequenz.

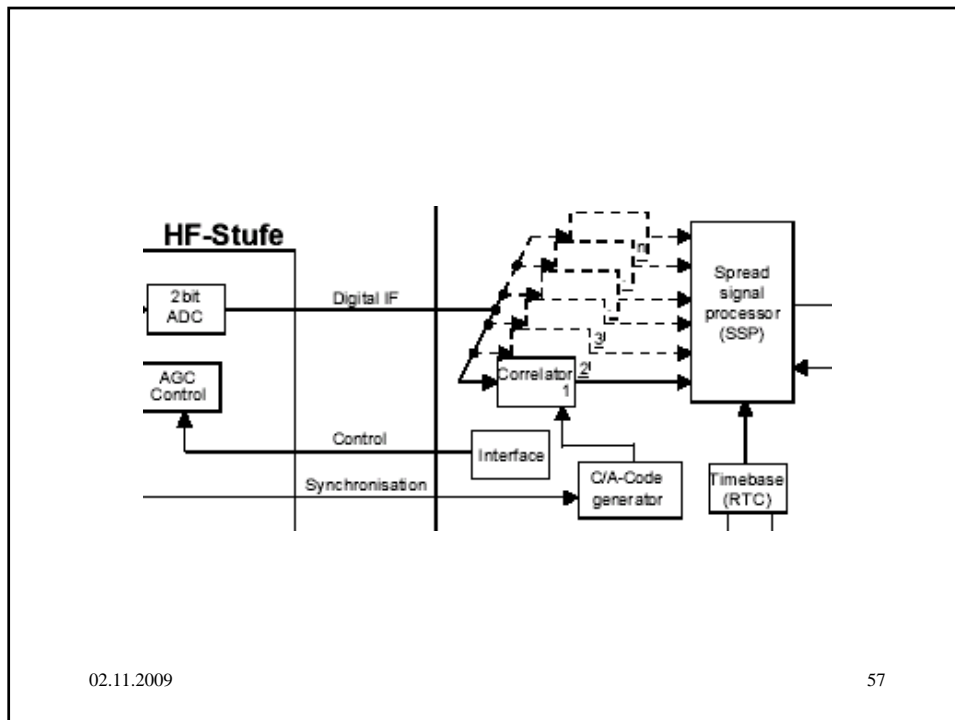
02.11.2009

55



02.11.2009

56



## Digitale Signalverarbeitung

Als nächste Stufe im GPS System folgt die Signalverarbeitung. Im folgenden Bild wird es als Baseband bezeichnet. Der Begriff Baseband deutet auf die Verarbeitung des Signals im ‚Basisband‘ hin. Das GPS Signal wurde also vom L-Band ins Basis-Band heruntergemischt und liegt nun meist in digitaler Form zur Weiterverarbeitung vor. Hier erfolgt die Signalauswertung und die Positionsberechnungen. Als nächstes erfolgt also die Umwandlung des analogen Signals in ein digitales Signal.

Natürliche Signale werden im Allgemeinen vom Menschen als Wert- und zeitkontinuierlich empfunden. Um eine digitale Übertragung und Verarbeitung dieser Signale zu ermöglichen müssen diese digitalisiert werden, eine Analog-Digital-Umsetzung ADU muß erfolgen. Die dabei entstehenden Signale sind zeit- und wertdiskret.

**Analog-Digital-Umsetzer (ADU)**

Die ADU (analog digital converter ADC) hat die Aufgabe, eine analoges Signal in eine dem Spannungswert proportionale Zahl umzuwandeln. Man unterscheidet hierbei prinzipiell verschiedene Umsetzungsverfahren:

Prinzip	Anzahl der Umsetzungs-schritte	Anzahl der Normale	Merkmale
Parallelverfahren	1	$2^n - 1$	hoher Aufwand, sehr schnelle Umsetzung
Wägeverfahren	n	n	guter Kompromiß zwischen Aufwand und Geschwindigkeit, S&H notwendig
Zählverfahren	$2^n - 1$	1	geringer Aufwand, langsame Umsetzung

02.11.2009

59

n ... Auflösung in Bit

Parallelverfahren (4...10 Bit; 20...500MHz; für Radar-, Video- und Medizintechnik)

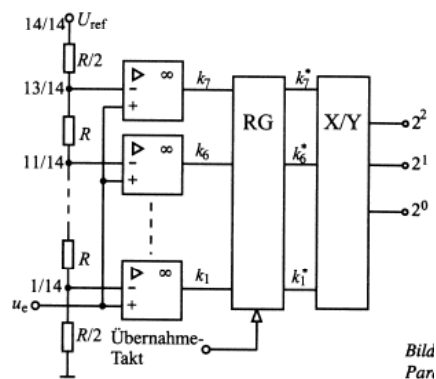


Bild  
Pan

02.11.2009

60

Tabelle 7.9 Codetabelle eines 3-bit-Parallel-ADU

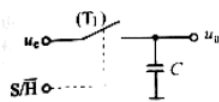
$u_e$ in V	$k_7$	$k_6$	$k_5$	$k_4$	$k_3$	$k_2$	$k_1$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	Dezimalzahl $z$
0,0...0,499	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0,5...1,499	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
1,5...2,499	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	2
2,5...3,499	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	3
3,5...4,499	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	4
4,5...5,499	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	5
5,5...6,499	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	6
6,5...7,499	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	7

Sample- and Hold-Schaltungen sind Analogwertspeicher für kurze Speicherzeiten. Sie tasten analoge Signale in bestimmten Zeitintervallen ab und entnehmen während der Abtastphase die Momentanwerte des Signals als Proben (samples).

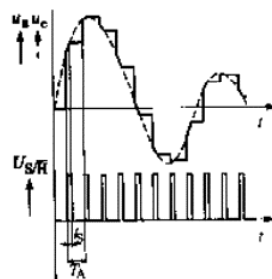
Zwischen zwei Abtastungen liegt jeweils eine Haltephase, in der eine Zwischenspeicherung (hold) des vorherigen Meßwerts erfolgt.

02.11.2009

61



Prinzipschaltung des Sample and Hold



Idealisiertes Diagramm der Signalabtastung

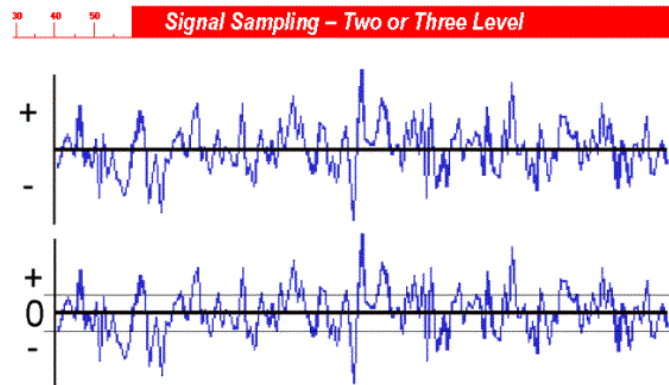
Um eine Rückgewinnung des kontinuierlichen Signals zu gewährleisten muß das Abtasttheorem eingehalten werden:

$$f_A \geq 2 f_{max}$$

die Abtastfrequenz  $f_A = 1 / T_A$  muß mindestens doppelt so groß wie die höchste Frequenzkomponente ( $f_{max}$ ) des abgetasteten Signals sein.

62

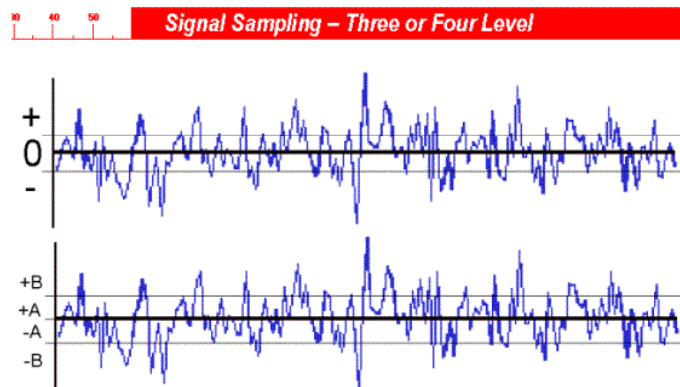
Im den folgenden wird ein verrauschtes Signal (z.B. GPS Signal) mit verschiedenen binären Quantisierungsstufen dargestellt.



02.11.2009

63

Im ersten Fall ist nur eine Unterscheidung Null oder Eins (binäre Logik) möglich. Der Vorteil liegt in einer sehr einfachen Schaltungsrealisierung.



Hier liegen bereits mehrere Ebenen der Signaldarstellung vor, wie z.B. +B, +A, -A und -B. Das Signal kann vielschichtiger dargestellt werden, aber der Schaltungs- und Weiterverarbeitungsaufwand steigt natürlich ebenso an.

02.11.2009

64



**Digitale Schaltungen**

Nach der ADU liegt das Signal in *diskreter* Form vor, das heißt, die Informationsparameter (i) können nur bestimmte Werte (k), diskrete Werte, einer endlichen Menge annehmen. Die größte praktische Bedeutung haben die *binären Signale*. Hier kann der Informationsparameter genau

Ein *digitaler Schaltkreis* ist ein integriertes elektronisches System zur Erzeugung, Übertragung oder Verarbeitung digitaler Signale. Digitale Schaltungen werden in Elementarschaltungen (kombinatorische Schaltungen = Schaltnetze oder sequentielle Schaltungen = Schaltwerke) und komplexe Schaltungen (aus mehreren Elementarschaltungen aufgebaut) gegliedert.

Schaltnetze sind speicherfrei; sie enthalten logische Grundelemente (z.B. Logikgatter, Komparatoren, Codeumsetzer, Addierer).

Schaltwerke sind speicherhaltig; sie enthalten neben logischen Grundelementen elementare Speicherbausteine (z.B. Flipflop).

Typische digitale Schaltungen sind Zähler, Schieberegister, digitale Filter...

Die Schaltalgebra (Boolesche Algebra) ist die mathematische Basis der Digitaltechnik.

02.11.2009

65

**Logische Grundfunktionen**

Funktionsbezeichnung	Funktionsmatrix	Schaltzeichen
<b>Logikgleichung</b>	$x_1$ 0 0 1 1 $x_2$ 0 1 0 1	
<b>Konjunktion (UND)</b> $y = x_1 x_2$ $y = x_1 \wedge x_2$	$y$ 0 0 0 1	
<b>Disjunktion (ODER)</b> $y = x_1 \vee x_2$	$y$ 0 1 1 1	
<b>NAND (NICHT UND)</b> $y = \overline{x_1 x_2}$ $y = x_1 \overline{\wedge} x_2$	$y$ 1 1 1 0	
<b>NOR (NICHT ODER)</b> $y = \overline{x_1 \vee x_2}$ $y = x_1 \overline{\vee} x_2$	$y$ 1 0 0 0	

02.1

66

Funktionsbezeichnung	Funktionsmatrix	Schaltzeichen
Logikgleichung	$x_1$ 0 0 1 1 $x_2$ 0 1 0 1	
<b>Äquivalenz</b> $y = x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2$ $y = x_1 \leftrightarrow x_2$	$y$ 1 0 0 1	
<b>Antivalenz (XOR)</b> $y = x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2$ $y = x_1 \leftrightarrow x_2$	$y$ 0 1 1 0	
<b>Implikation</b> $y = x_1 \vee \bar{x}_2$ $y = x_1 \rightarrow x_2$	$y$ 1 0 1 1	

Die Rechenregeln der Schaltalgebra stimmen nicht in allen Fällen mit den Rechenregeln der gewöhnlichen Algebra überein.

02.11.2009 67

**Logische Pegel**

Die elektronische Realisierung logischer Funktionen sind als digitale Schaltungen verfügbar. Die binären Signalwerte (0; 1) werden durch Gleichspannungspiegel (*Logik-Pegel*) ausgedrückt. Die Fertigungstoleranzen erfordern die Festlegung von Toleranzbereichen.

Nach der Zuordnung "binärer Signalwerte  $\leftrightarrow$  logische Pegel" unterscheidet man

- positive Logik (H  $\leftrightarrow$  1; L  $\leftrightarrow$  0)
- negative Logik (H  $\leftrightarrow$  0; L  $\leftrightarrow$  1)

**Logische Grundschaltungen**

**Codeumsetzer** sind Schaltungen zur Codierung, Decodierung und Umcodierung. Codierer (Encoder) sind Schaltungen zur Binärverschlüsselung von Dezimalzahlen (z.B. Tasteneingabe von 0...9 in einen digitale Zahl). Decoder sind Schaltungen zur Umsetzung eines beliebigen Code in den Dezimalcode (Umsetzung eines Codes in 0...9). Umcodierer (Codekonverter) sind Schaltungen, die zwei Codes ineinander umwandeln. Die Struktur eines Umcodierers ergibt sich aus der Gegenüberstellung zweier Codetabellen. Für jede Ausgangsvariable ist eine Logikgleichung aufzustellen. Es gelten die Regeln der Schaltalgebra.

02.11.2009 68

Kippschaltungen sind digitale Schaltungen mit sprunghaftem Übertragungsverhalten. Bei stabilen Kippschaltungen ist durch Rückkopplung eine Selbsthaltung wirksam. Bistabile Kippschaltungen (Flipflop) besitzen zwei stabile Arbeitspunkte. Flipflops (FF) sind die Grundbausteine von Schaltwerken (sequentiellen Schaltungen).

### D-Latch

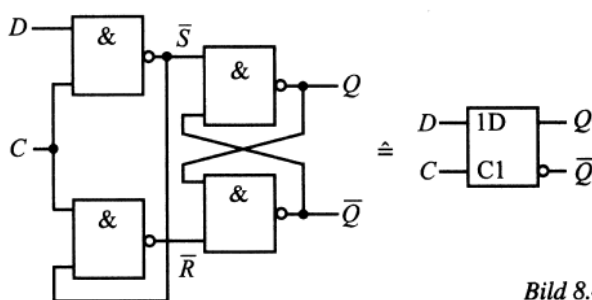


Bild 8.4

02.11.2009

69

### Schieberegister

Schieberegister (SR) sind Register (schnelle Speicher für geringe Datenmengen) für den seriellen Datenverkehr. Sie bestehen im wesentlichen aus n miteinander gekoppelten Speicherzellen. Die im SR befindlichen Daten werden taktsynchron von Speicherzelle zu Speicherzelle weitergeleitet. Als Elemente sind prinzipiell alle flankengesteuerten FF geeignet.

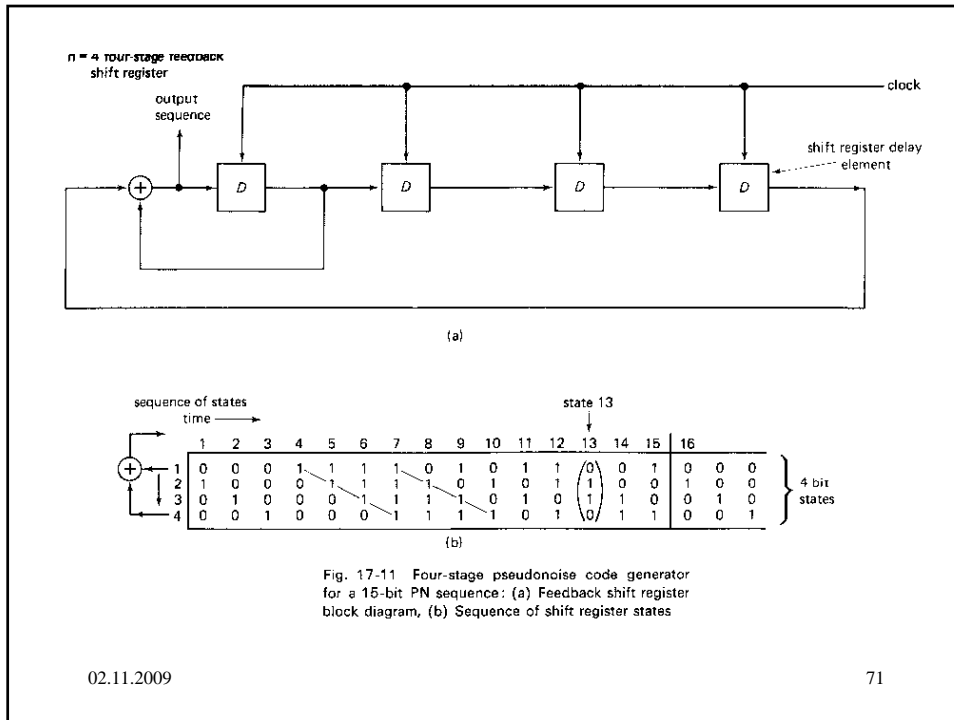
Im folgenden Bild wird ein vier-stufiges Schieberegister beschrieben. Zwei Ausgänge sind mittels eines EX-OR auf einen Eingang verknüpft. Diese Form von Schieberegistern besitzt die charakteristische Eigenschaft, dass sich die Bitsequenz nach einer von der Anzahl der Schieberegistern abhängigen Zeit wiederholt. [7]

### Pseudo Random Noise Generator

Die Anwendungen von SR sind Pseudo-Zufallsgeneratoren (Scrambler). Bei Verwendung von Antivalenzgattern (XOR) in den Rückführungen von SR entstehen Pseudo-Zufallsfolgen. Dies ist eine vom eingeschriebenen Bitmuster abhängige Zufallsfolge, die sich periodisch wiederholt. Bei n-bit ergibt sich eine Zufallsfolge der Länge  $2^n - 1$ .

02.11.2009

70



### Sampling Theorem (Harry Nyquist und Claude Shannon)

zentrale Frage bei der digitalen Erfassung eines Messsignals:

Kann ich aus dem digitalisierten Messsignal das Originalsignal wieder herstellen oder nicht?

Wie groß muss die minimale Abtastfrequenz sein, damit ich das Originalsignal aus den digitalen Werten wieder rekonstruieren kann?

Abhilfe: Messsignal mit extrem hohen Abtastrate abtastet (z.B.  $10^9$  Samples/Sekunde).

→ in kurzer Zeit zu nicht mehr handhabbaren Datenmengen & solche

Messanordnungen viel zu teuer für die tägliche Praxis.

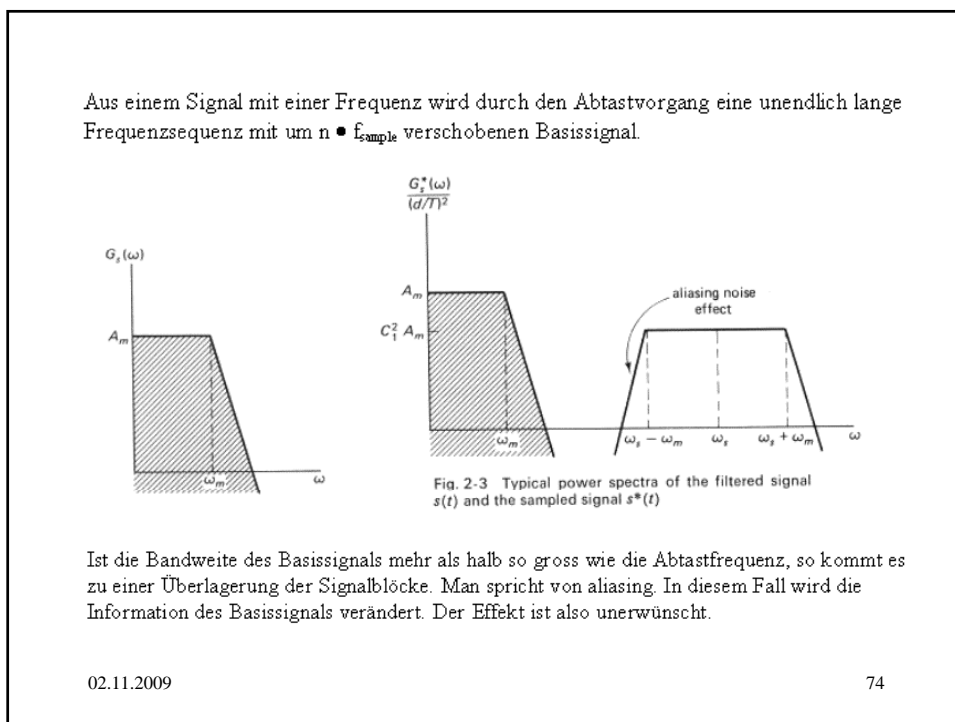
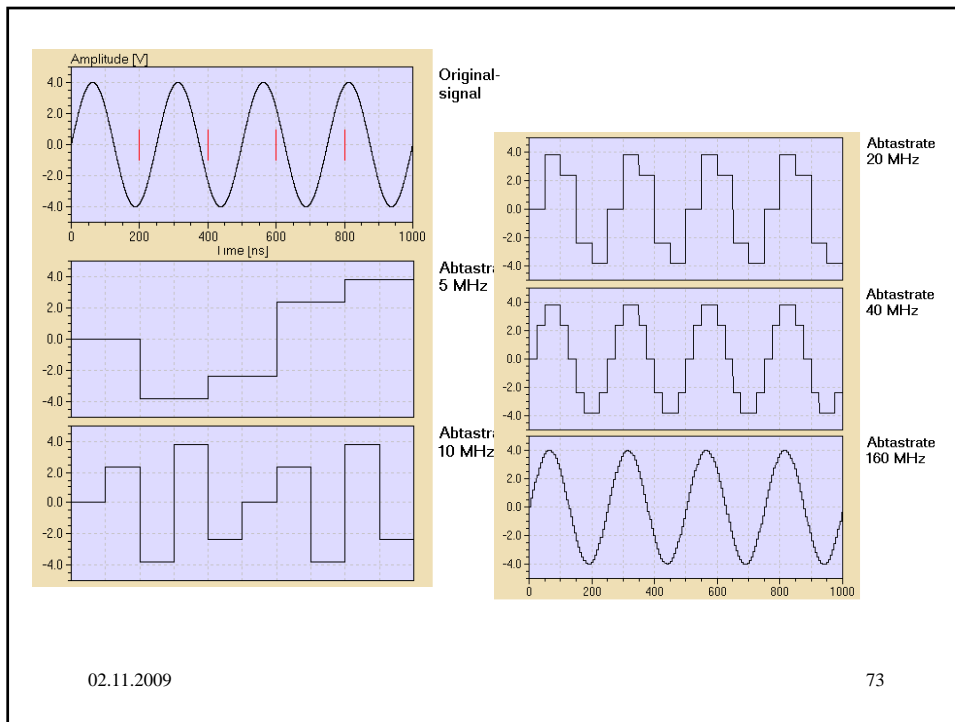
→ logische Konsequenz: Abtastrate muss so weit gesenkt werden, dass das Originalsignal nicht (kaum) verfälscht wird.

→ Das Abtasttheorem besagt, dass die Abtastfrequenz mindesten 2 mal so hoch sein muss wie die Bandbreite BW des Messsignals:  $f_{\text{Sampling}} > 2 \cdot BW$

(Manchmal wird anstatt der Bandbreite auch die höchste im Signal vorkommende Frequenz verwendet.)

→ Wie kann ich die Bandbreite des Signals erkennen? → Fouriertransformation des Messsignals

→ aus dem Spektrum des Signals (Bild- oder Frequenzbereich) wird Bandbreite abgelesen



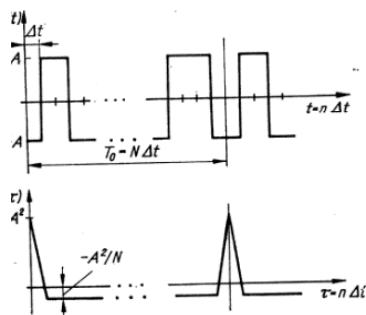
**Korrelation**

Die Begriffe stammen aus der Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik. Die Korrelation ist eine Maß für die Stärke der Abhängigkeit der beiden statistischen Größen. Es handelt sich generell also Prozesse, die nicht (im voraus) als analytische Funktion der Zeit beschrieben werden kann. Bei der Korrelation handelt es sich um den Mittelwert von Produkten. Die

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) y(t - \tau) dt$$

Es ergeben sich somit folgende Fälle:

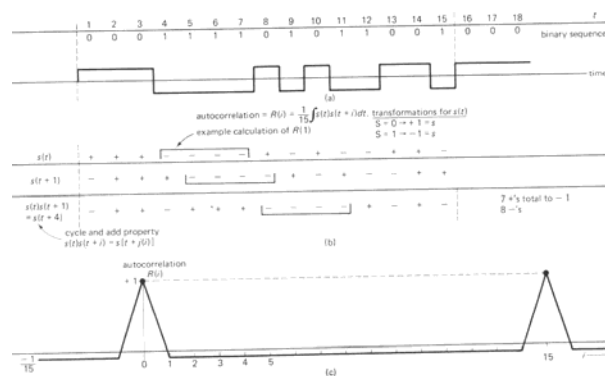
$x(t) = y(t)$	$\rightarrow$	Autokorrelationsfunktion
$x(t) \neq y(t)$	$\rightarrow$	Kreuzkorrelationsfunktion



$$R_{aa}(\tau) = A^2 \left[ 1 - \frac{\tau}{\Delta t} \left( 1 + \frac{1}{N} \right) \right] \text{ für } \tau \leq \Delta t;$$

$$R_{aa}(\tau) = -\frac{A^2}{N} \text{ für } \Delta t < |\tau| < N \Delta t.$$

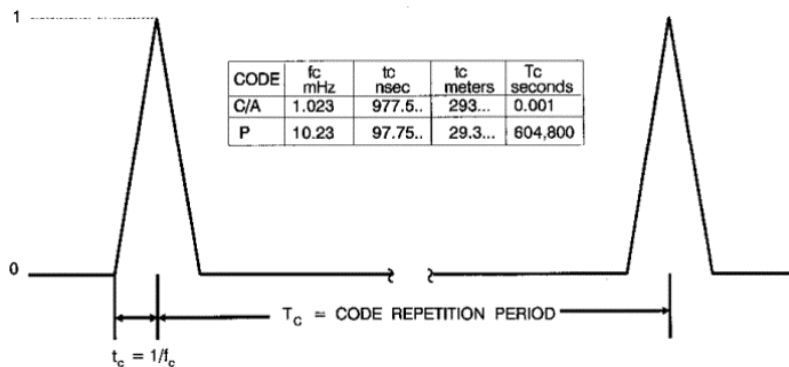
75



02.11.2009

76

Für das GPS Signal ergeben sich je nach Code folgenden Parameter:



Die Autokorrelationsfunktion AKF  $R(\tau)$  gibt eine Aussage über den Zusammenhang der Zufallsgröße. Die Phasenbeziehungen des Signals gehen verloren. Es handelt sich um den Effektivwert der Zeitfunktion.

Der Zusammenhang von zwei Zufallsgrößen wird durch die Kreuzkorrelationsfunktion KKF  $R_{xy}$  beschrieben. Bei der KKF bleibt die Phasenbeziehung erhalten. [4]

Die spektrale Darstellung der Korrelationsfunktion erfolgt über die Fouriertransformation:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt = \mathfrak{F}\{x(t)\} \quad \text{spektrale Amplitudendichte in } [x(t)] / \text{Hz}$$

Bei zeitlich nicht begrenzten Vorgängen konvergiert das Fourierintegral  $\mathfrak{F}\{x(t)\}$  nicht. Als spektrale Kenngröße dient dann die spektrale Leistungsdichte  $S(\omega)$ .

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} |\mathfrak{F}\{x(t)\}|^2 / (2T) = \lim_{T \rightarrow \infty} \mathfrak{F}\{x(t)\} \bullet \mathfrak{F}\{x(t)\}^* / (2T)$$

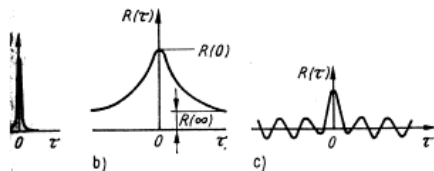


Bild 6.110  
Verlauf von Korrelationsfunktionen  $R(\tau)$   
a) weißes Rauschen  
b) Signal mit konstanter Komponente  
c) Signal mit periodischer Komponente

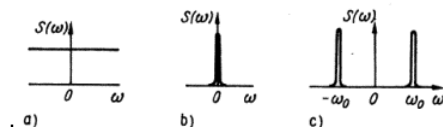
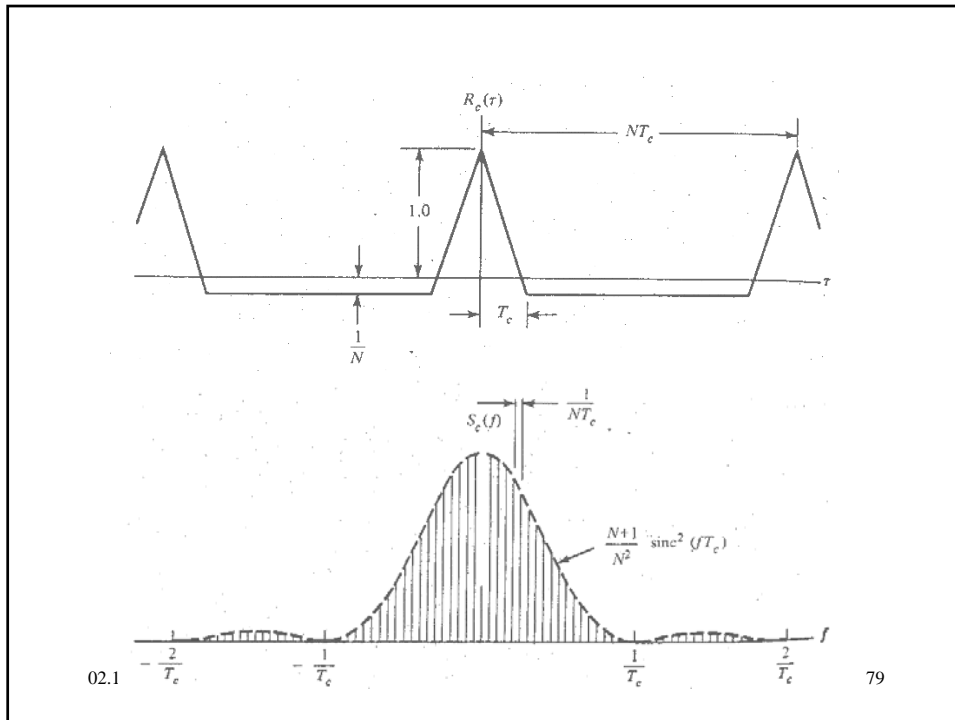


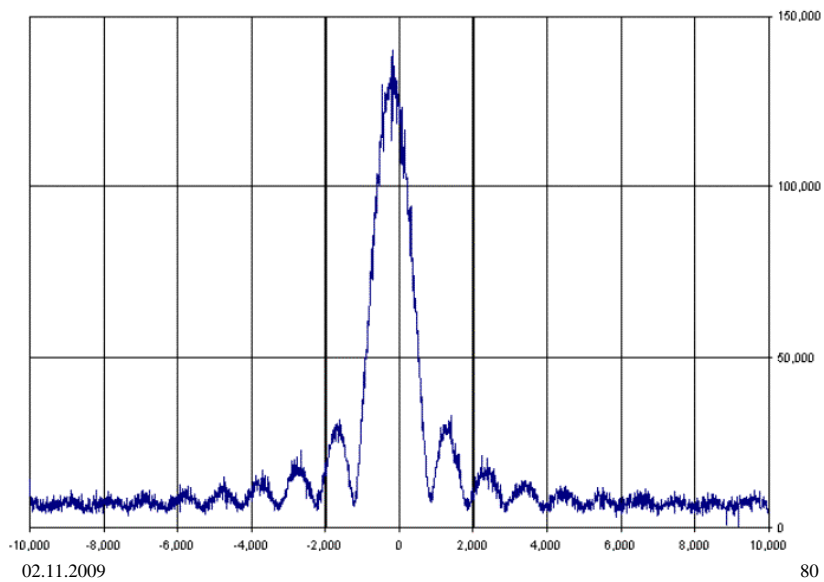
Bild 6.112  
Verlauf von Autospektraldichten  $S(\omega)$   
a) weißes Rauschen  
b) konstante Komponente eines Signa  
c) periodische Komponente eines Sign

02.11.2009

78



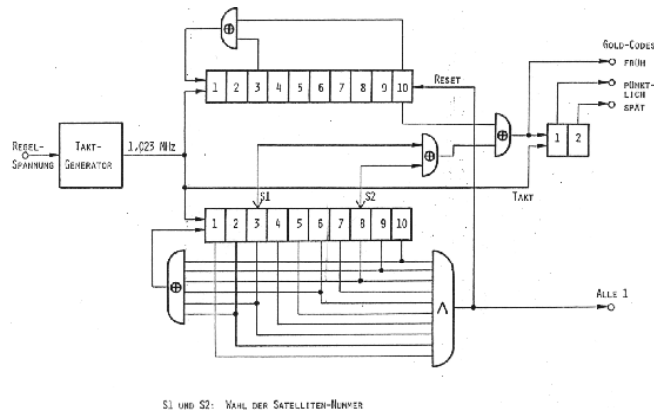
Im Falle des GPS Signals sieht dies dann praktisch an einem Messgerät so aus:





Gold Code

Der im GPS verwendete Code wird Gold Code (nach seinem Erfinder) genannt. In einem Aufsatz in den frühen 60er Jahren hat Gold einen Code beschrieben, welcher innerhalb seiner Gruppe optimale Kreuzkorrelationseigenschaften besitzt. Das bedeutet, dass wenn Codes innerhalb der gleichen Gruppe miteinander korreliert werden, wird die Kreuzkorrelationsfunktion möglichst klein relativ zur Autokorrelationsfunktion bei  $\tau=0$ .



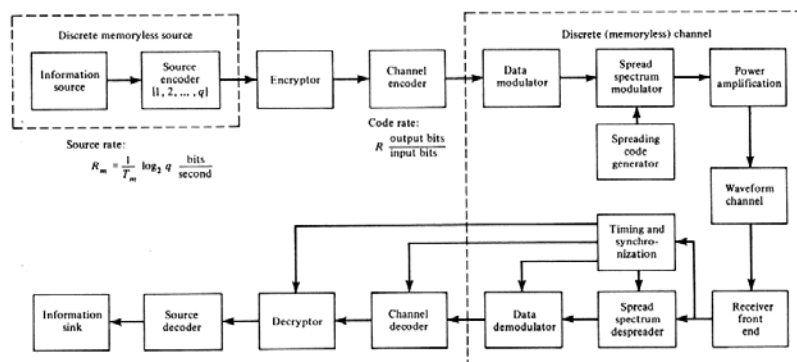
02. Empfängercodegenerator für den C/A-Code.

Grundlagen der digitalen Datenübertragung

Digitales Datenübertragungssystem

Das GPS Signal wird im Satelliten mit speziellen Codes verschlüsselt. Diese Form der Signalübertragung wird vor allem bei digitalen Systemen verwendet, welche im folgenden beschrieben werden. Beim GPS System handelt es sich um eine spezielle Variante eines digitalen Datenübertragungssystem.

Informationen können analog oder digital übertragen werden. In digitalen Systemen wird die Information digital verarbeitet und wird als digitale Sequenz dargestellt. Jede Nachricht ist ein Teil eines endlichen Sets von Nachrichten. Generelles Ziel des Systemdesigners ist die limitierten Ressourcen: Bandweite und Sendeleistung so effizient wie möglich zu nutzen. Daraus folgt, dass die Wahl der Modulationsart bandweitereffizient (Das Verhältnis von Datenrate zu Signalbandweite) erfolgen muss. Die Leistungseffizienz wird als die Wahrscheinlichkeit eines Übertragungsfehlers als Funktion des Signal-Rausch-Verhältnisses charakterisiert.



02.11.2009

83

### Spitzbandsysteme (Spread Spectrum Systems)

Es handelt sich hier meist um sogenannten Spitzbandsysteme (Spread Spectrum Systems | SSS). Damit wird eine Modulationsform beschrieben, welche ein Sendespektrum erzeugt, dessen Bandweite viel grösser ist, als die Bandweite des informationsbeinhaltenden Signals. Zusätzlich ist diese Bandweite unabhängig von der Bitrate der Information. In SSS ist die Bandbreiteneffizienz nicht von grosser Bedeutung. Um diese grossen Bandweite zu ermöglichen musste in noch freie Frequenzbänder gewechselt werden, die meist im hochfrequenten Bereich (z.B.: Mikrowellen) liegen.

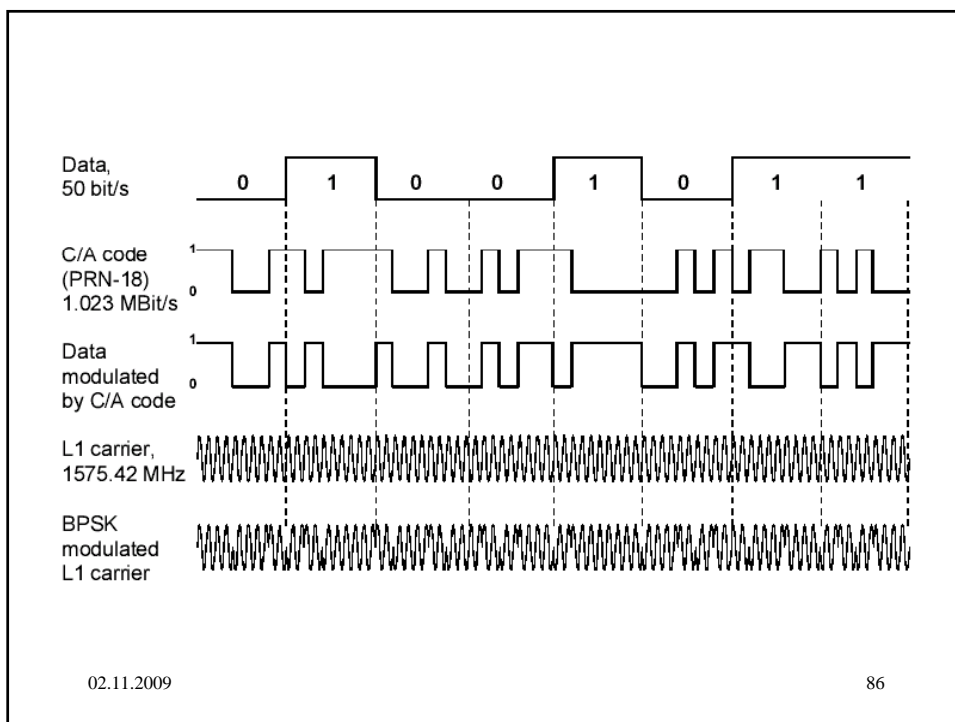
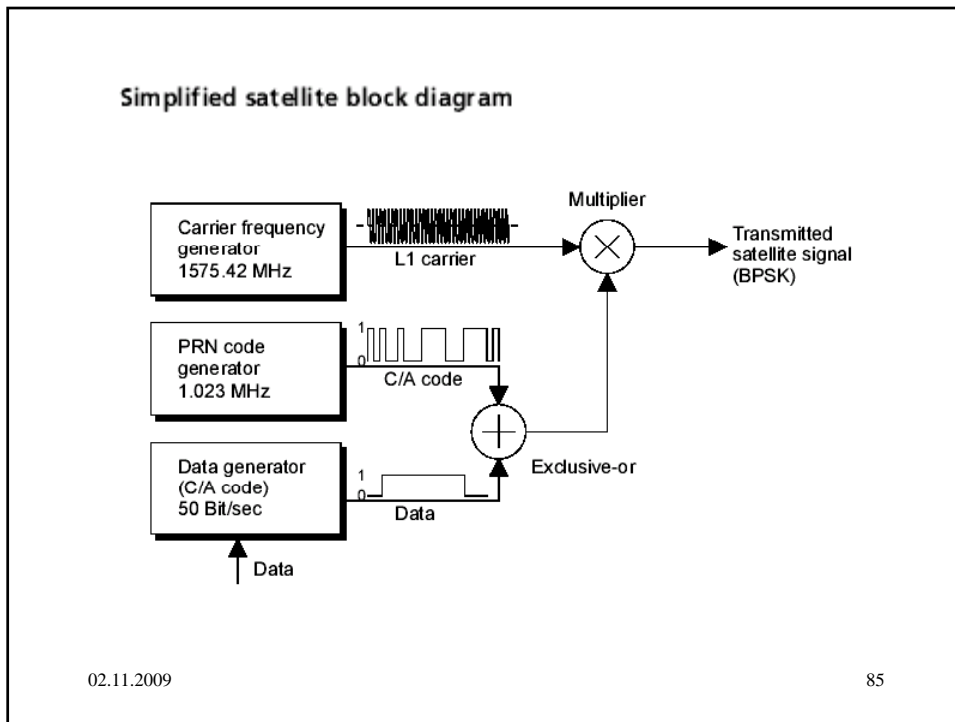
Grundsätzlich kann die Spreizung des Signals mittels

1. direkt auf das Datenmodulierte Trägersignal (direct-sequence DS)
  2. die Steuerung der ausgesendeten Trägerfrequenz (frequency hopping FH)
  3. die Steuerung der Zeit des ausgesendeten Trägersignals (time division TD)
- erfolgen.

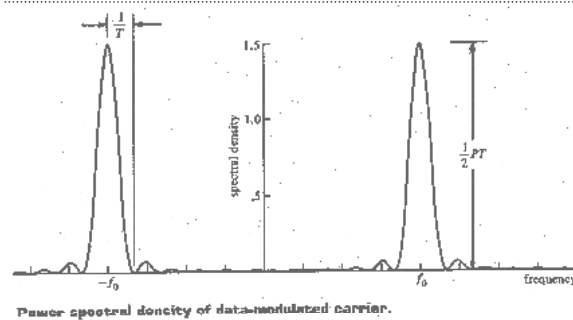
Im folgenden wird nur das **DS Verfahren** betrachtet. Die einfachste Form eines DS SS (Spread Spectrum) ist das sogenannte binary-phase-shift-keying (BPSK) als Spreizmodulation. In dieser Modulationsart wird die Trägerphase um  $180^\circ$  gedreht. Im nachfolgenden Bild ist eine Spreizung und eine Entspreizung dargestellt. [9]

02.11.2009

84



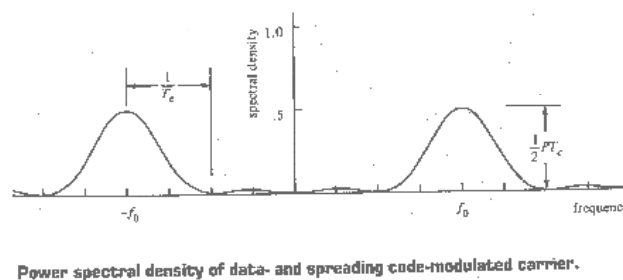
Auf Grund der Spiegelung ist die Leistungsspektraldichte des noch nicht gespreizten halb so gross wie in der Zeitdarstellung.



02.11.2009

87

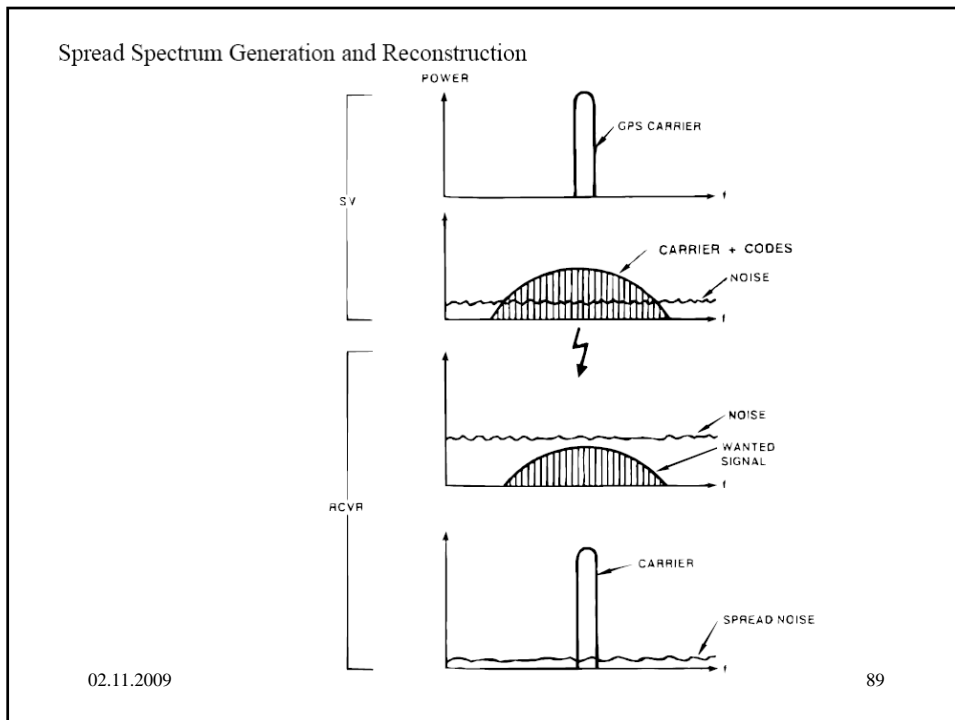
Nach der Spreizung liegt das Signal nicht mehr mit der Informationsbandweite  $1/T$  sondern mit  $1/T_c$  vor, wobei  $T_c$  der Periodendauer des Spreitzbandcodes entspricht (auch spreading code chip genannt).



Der Unterschied in Systemperformance bei Verwendung der Spreitzbandtechnik verglichen mit ohne Spreitzbandtechnik wird als *Processing gain*  $G_p = T / T_c$  bezeichnet. Eine einfache Abschätzung dieses Processing gains ist das Verhältnis aus der Spreitzbandbandweite SSBW zum Informationsrate. Z.B.: bei einer SSBW von 1 MHz und einer Baudrate von 50 Hz ergibt dies  $1,000,000 / 50 = 20,000$  oder  $10 \log 20000 = 43 \text{ dB}$  processing gain.

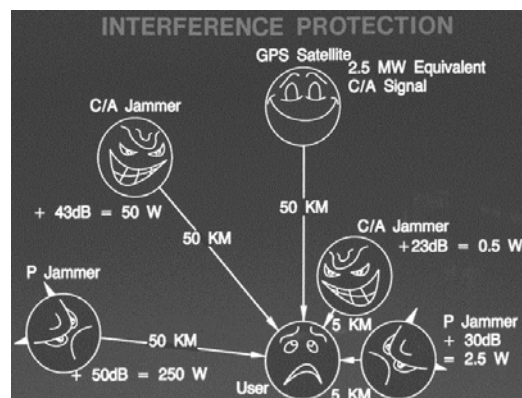
02.11.2009

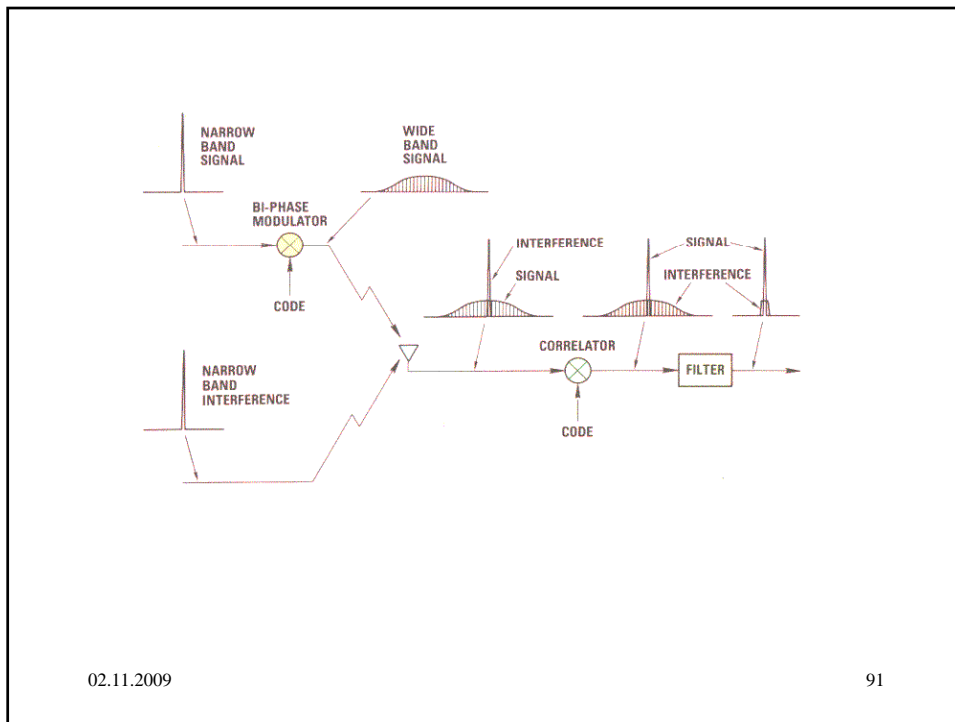
88



### Jamming

Eine mögliche Störung kann auf Grund eines unerwünschten konstanten Trägersignals (continuous wave CW) auftreten. Der CW liegt bei oder nahe bei der Trägernutzfrequenz. Die wird als **Jamming** bezeichnet. Um ein System immuner gegenüber solchen Störungen zu machen ist ein möglichst hoher processing gain erwünscht. Auf Grund dieses Processing Gains ergibt sich die im folgenden Bild dargestellte Störsicherheit.

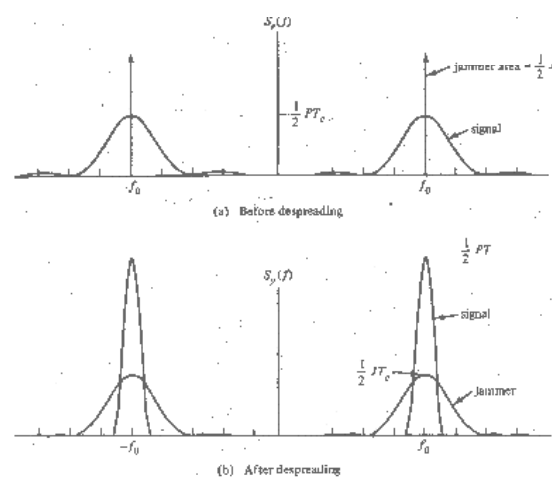




02.11.2009

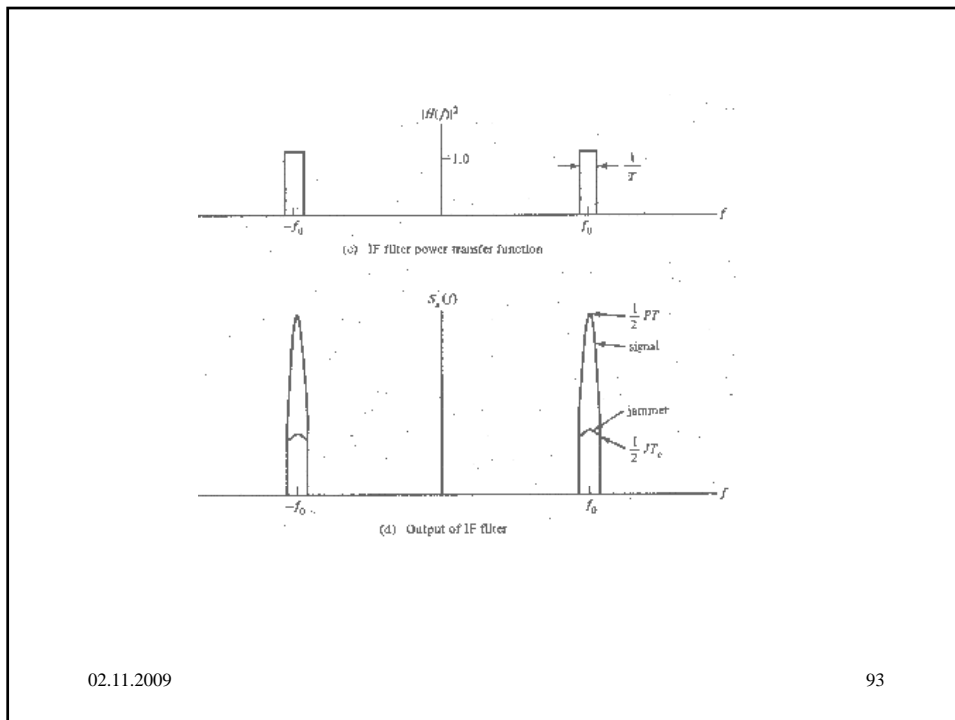
91

In den folgenden Bildern werden der gesamte Vorgang des Jammings, der Spreizung mit Prozessgewinn und Filterung zusammengefasst beschrieben.



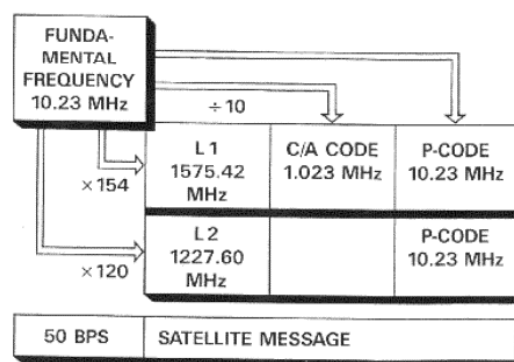
02.11.2009

92



### Die GPS Signal und dessen Verarbeitung im GPS Empfänger

Das GPS Signal wird aus einer Frequenz, der Fundamentalfrequenz von 10.23 MHz abgeleitet.



Aus der Fundamentalfrequenz  $f_0$  werden die Träger (L1 und L2), der C/A (Coarse Acquisition) Code, der P (Precise) Code und die Datenrate abgeleitet. Die GPS Signale werden dann im Satelliten gemischt und ausgesendet.

Gründe für die Wahl der Frequenzen (im L Band) waren:

- die benötigte Bandweiten (2 bzw. 20 MHz),
- die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen sollte frequenz-unabhängig sein (für höhere Frequenzen gilt dies besser als für niedrige),
- ein Kompromiss bei der Frequenz da bei tiefen Frequenzen (< 100MHz) sind starke Verzögerungen in der Ionosphäre und bei hohen Frequenzen (> 10GHz) starke Dämpfung in der Troposphäre,
- die Technologie wird mit zunehmender Frequenz schwieriger
- zwei Frequenzen (deren Frequenzabstand > 20%) ermöglichen eine Erfassung und Berücksichtigung der Verzögerung des Signals in der Ionosphäre.

Zusätzlich sollte die Struktur der Signals, so sein dass,

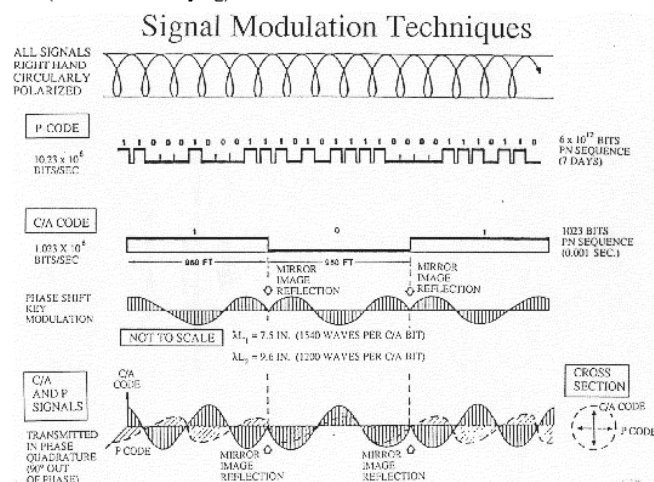
- durch Geheimhaltung, der bei der Modulation verwendeten Codes kann verhindert werden, dass ein unbefugter Nutzer sich GPS zunutze macht
- die Signale werden Träger der Navigationsnachricht (Bahndaten der Satelliten und Zusatzinformationen)
- die Signale erhalten eine Struktur, mit deren Hilfe die Mehrdeutigkeit der Messung überwunden wird

02.11.2009

95

### Kodierung und Modulation des GPS Signals

Die Werte +1 bzw. -1 sind beim GPS eine Funktion der Satellitenzeit. Bei +1 bleibt das Signal gleich, beim Wert -1 macht das Signal einen Phasensprung von 180°. Diese Modulationsart wird als BPSK (BiPhaseShiftKeying) bezeichnet.



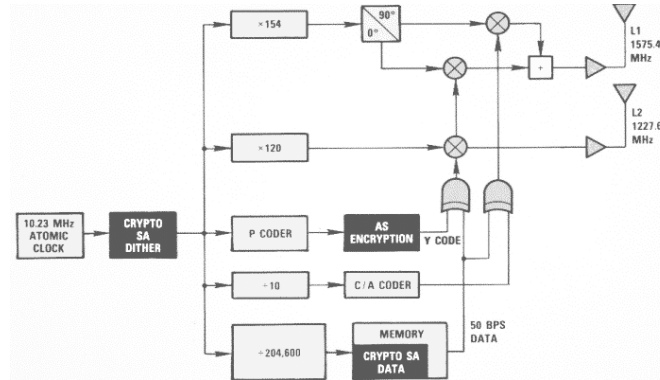
02.11.2009

96



Die Periode der C/A Code Sequenz ist eine Millisekunde. Dies ergibt sich aus der Frequenz von 1.023 MHz (= 1/10 der Fundamentalfrequenz) und der Periodendauer der Sequenz von 1023 bit (beim 10 stufigen Schieberegister (n=10) ergibt sich die Periodendauer aus  $2^n - 1 = 2^{10} - 1 = 1023$  Taktzyklen oder auch als Chips bezeichnet). Das bedeutet, dass jede 1540.te Welle der L1 Trägerfrequenz mit +1 oder -1 moduliert ist.

Das folgende vereinfachtes GPS Clock Block Diagramm beschreibt nochmals die Zusammenhänge



02.11.2009

97

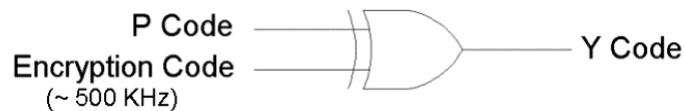
### Degradierung und Fehler im GPS Signals

Um den PPS (Precise Positioning Service) nur speziell autorisierten Nutzern zur Verfügung zu stellen, wurden Techniken eingeführt, die zu einer künstliche Verschlechterung der Positionsgenauigkeit führen – *Selected Availability (SA)* und *Anti-Spoofing (AS)*.

Bei SA wird dies durch verfälschte Satellitenbahnen sowie das künstliche Verrauschen der Trägersignale (dithering) erreicht. SA wird auf L1 und L2 angewandt.

Beim AS wird der P-Code, welcher inzwischen bekannt war, wieder zum geheimen Y-Code verschlüsselt wird. Dies bedeutet, dass der nicht-authorisierte GPS Nutzer nur mehr den C/A Code zur Navigation verwenden kann.

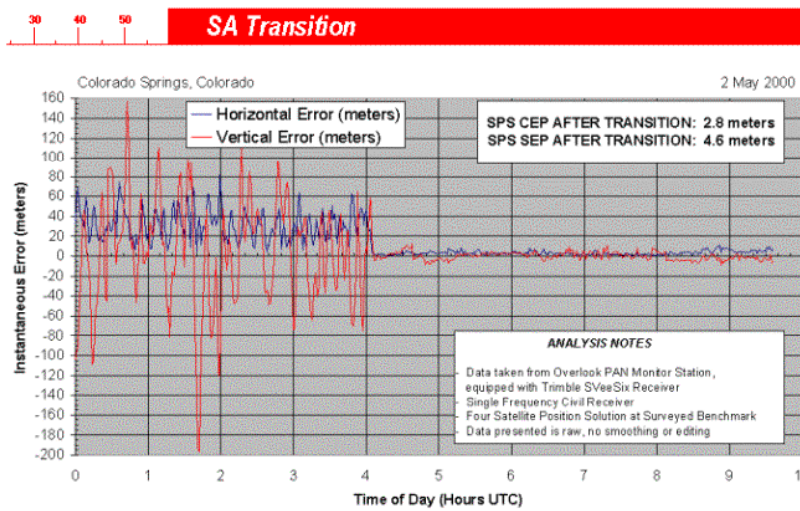
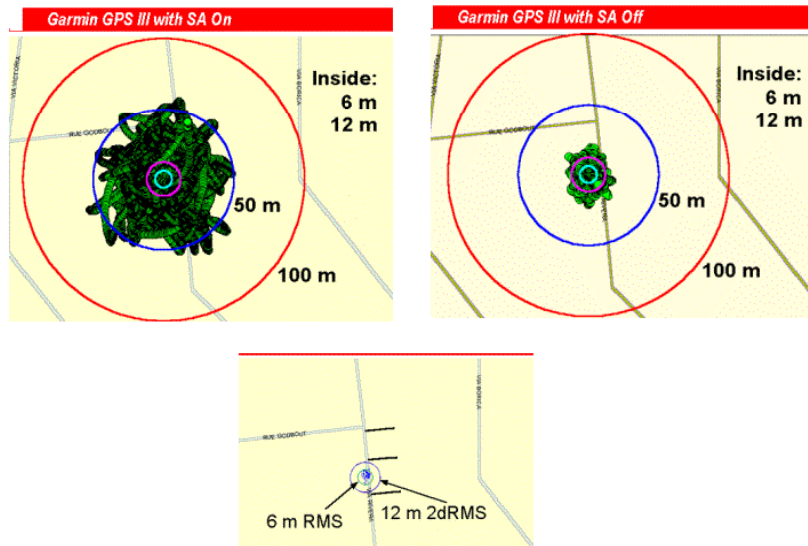
Der Y Code ist ein verschlüsselter (encrypted) P Code. Der Encryption Code wird auch als W Code bezeichnet. Der W-Code hat eine Frequenz von  $f_0 / 20 = 0.5115$  MHz.



02.11.2009

98

Auswirkungen des ‚Encrypten‘ (SA) auf die Positionsgenauigkeit illustriert an einem L1 C/A Code Empfänger:



02.11.2009

100

Die GPS Fehler setzen sich wie folgt zusammen:

<b>Pseudorange Error Budget</b>	<b>Meters</b>
Space Segment (m, 1-sigma)	1.93
Control Segment (m, 1-sigma)	3.50
<b>RMS</b>	<b>4.00</b>
User Segment (m, 1-sigma)	
Troposphere	2.00
Ionosphere Single Frequency	5.00
Ionosphere C/A Dual Frequency	3.30
Ionosphere P(Y) Dual Frequency	1.10
Multipath C/A	1.40
Multipath P(Y)	0.70

From: *Guidelines for the Global Positioning System (GPS) Receiver Application Module (GRAM)*, 25 February 1998

02.11.2009

101

Daher muss für den Nutzer auf der Erdoberfläche mit folgenden Signalstärken gerechnet werden [3] S. 78:

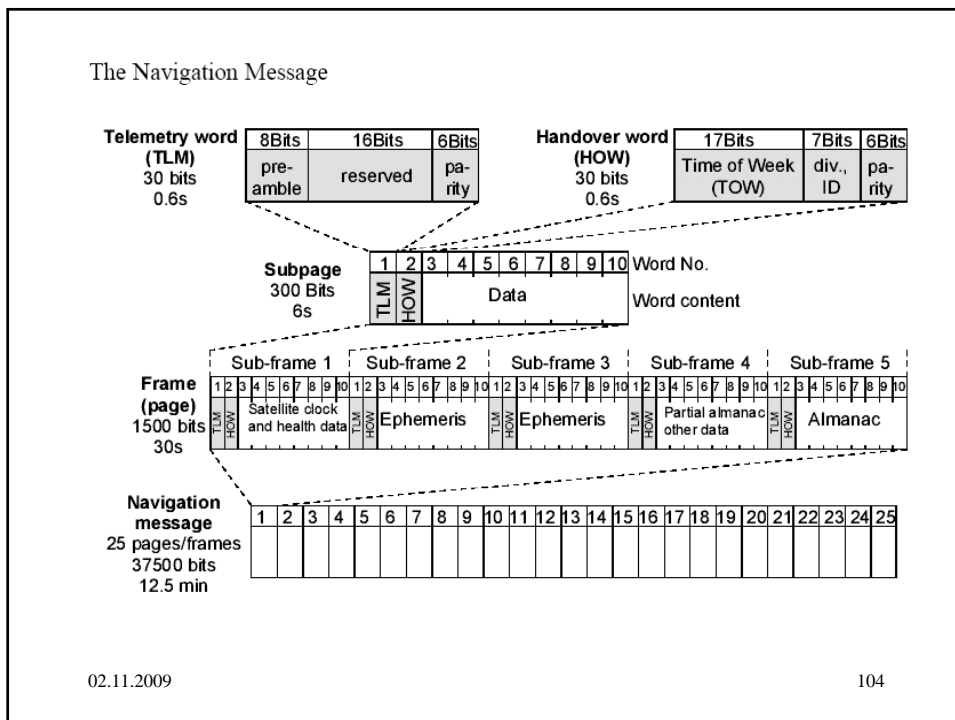
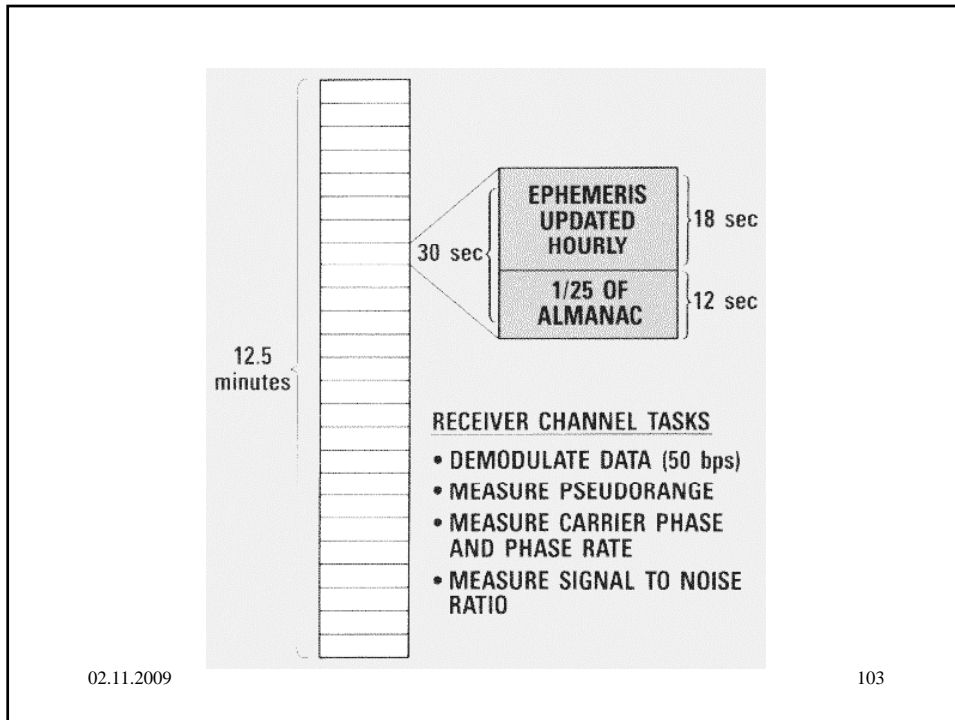
Code	Signalstärke auf L1 in dB	Signalstärke auf L2 in dB
C/A Code	-156 bis -160	
P-Code	-159 bis -163	-162 bis -166

#### Satellitendaten

Voraussetzung zur Durchführung einer Navigation in Echtzeit ist, dass die Bahndaten des Satelliten sowie Zusatzinformation ständig zur Verfügung stehen. Das vom Satelliten ausgesandte Signal muss daher diese Information enthalten. Die Navigationsnachricht wird durch eine weitere Phasenmodulation der Sinuswelle aufmoduliert wie dies in den Blockdiagrammen aufgezeigt wurde. Die Nachricht besteht aus einer 30 Sekunden andauernden Sequenz von +1 und -1 im Takt von 50 Hz. Daraus folgt, dass jede 31 508 400-te Welle des Trägersignals zusätzlich zur C/A Code Modulation noch mit der Datennachricht moduliert ist. Die Periode der Datennachricht ist also 20 ms. Bei einer gesamten Übertragungszeit von 30 sec werden also 1500 Bit übertragen.

02.11.2009

102

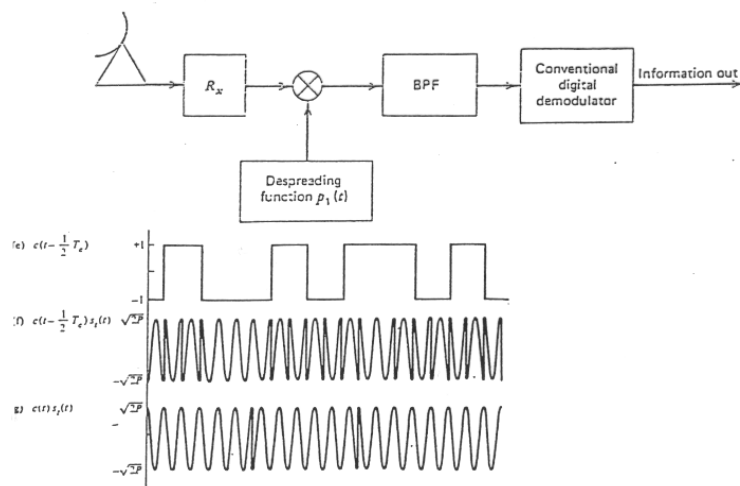


### Rekonstruktion des Signals

Nachdem das GPS Signal, die Struktur und die Eigenschaften beschrieben wurden, folgt als nächstes der Empfang des Signals und vor allem die Rekonstruktion des Signals im Empfänger. Dies ist notwendig, da von dem vom Satelliten ausgesandten Signal nicht mehr viel von dessen ursprünglichen Form übrig blieb. Im wesentlichen besteht nun die Aufgabe eines Empfängers die Informationen zu rekonstruieren mit einer möglichst geringen Bit Fehlerwahrscheinlichkeit. Für einen GPS Empfänger ist neben der Dekodierung der Daten,

der Gewinnung und Synchronisierung des Codes zusätzlich noch die Bestimmung der Zeit und Position (Datums) notwendig. In GPS Empfängern für spezielle Anwendungen (z.B.: geodätische) wird noch die Trägerphase rekonstruiert. Das folgende Blockschaftbild zeigt den Ablauf der Wiedergewinnung der Information, welches den zentralen Punkt für ein digitales Übertragungssystem darstellt.

Das GPS Signal wird empfangen und auf das Basisband transformiert. Hier wird das Signal digitalisiert und mit dem selbstgenerierten Code (z.B. C/A Code) korreliert, gefiltert und danach weiterverarbeitet. Die Despreading Funktion wird durch einen steuerbarer PRN Code (hier C/A Code) Generator erzeugt. Nachdem die Spreizung des GPS Signals wieder rückgängig gemacht wurde, liegt kann das Trägersignal und die Daten dekodiert werden. Vom Trägersignal sind auf Grund der verschiedenen Bearbeitungsprozesse nur mehr die Nulldurchgänge korrekt vorhanden. **D.h. das Trägersignal wird in Empfänger selbst rekonstruiert und mit den Nulldurchgängen des einfallenden Signal (d.h. der Frequenz) synchronisiert.**



02.11.2009

106

### GPS Receiver Theory of Operation

**1 USER SET MATCHES THE C/A CODE**

**2 STRIPS OFF THE DATA: 'HOW' WORD GIVES ADDRESS OF P-CODE MATCH**

**3 USER OBTAINS PSEUDO RANGE MEASUREMENTS (R1, R2, R3, R4) TO 4 SATELLITES**

**4 USER SET PERFORMS THE NAV SOLUTION FOR POSITION**

**PSEUDO RANGES:**

- $R_1 = C \cdot \Delta t_1$
- $R_2 = C \cdot \Delta t_2$
- $R_3 = C \cdot \Delta t_3$
- $R_4 = C \cdot \Delta t_4$

**POSITION EQUATIONS:**

- $(X_1 - U_x)^2 + (Y_1 - U_y)^2 + (Z_1 - U_z)^2 = (R_1 - C_b)^2$
- $(X_2 - U_x)^2 + (Y_2 - U_y)^2 + (Z_2 - U_z)^2 = (R_2 - C_b)^2$
- $(X_3 - U_x)^2 + (Y_3 - U_y)^2 + (Z_3 - U_z)^2 = (R_3 - C_b)^2$
- $(X_4 - U_x)^2 + (Y_4 - U_y)^2 + (Z_4 - U_z)^2 = (R_4 - C_b)^2$

**RECEIVER SOLVES FOR:**

- $U_x, U_y, U_z$  = USER POSITION
- $C_b$  = USER CLOCK BIAS

R<sub>i</sub> = PSEUDO RANGE = 1.234  
 PSEUDO RANGE INCLUDES ACTUAL DISTANCE BETWEEN SATELLITE AND USER PLUS SV CLOCK BIAS, USER CLOCK BIAS, ATMOSPHERIC DELAYS, AND RECEIVER NOISE  
 SV CLOCK BIAS AND ATMOSPHERIC DELAYS ARE COMPENSATED FOR BY INCORPORATION OF DETERMINISTIC CORRECTIONS PRIOR TO INCLUSION INTO NAV SOLUTION  
 X, Y, Z = SATELLITE POSITION = 1, 2, 3, 4  
 SATELLITE POSITION BROADCAST IN NAVIGATION MESSAGE

GPS Receiver

02.11.2009

107

### Synchronizing the signals (ext. & internally)

**Satellite signal**

**Receiver signal (synchronised)**

**Receiver time mark**

$\Delta t$

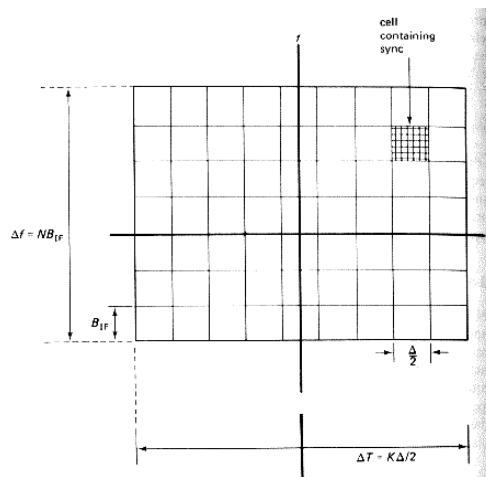
1 ms

Incoming signal from PRN-18 bit 11 to 40, reference		
Reference signal from PRN-18 bit 1 to 30, leading		CF = 0.00
Reference signal from PRN-18 bit 11 to 40, in phase		<b>Correlation point:</b> CF = 1.00
Reference signal from PRN-18 bit 21 to 50, trailing		CF = 0.07
Reference signal from PRN-5 Bit 11 to 40, in phase		CF = 0.33

108

Das Suchproblem kann in zwei Stufen unterteilt werden:

- der Bestimmung der initialen Kodephase (Code acquisition)
- die Erhaltung der Kodesynchronisation (Code Tracking)



02.11.2009

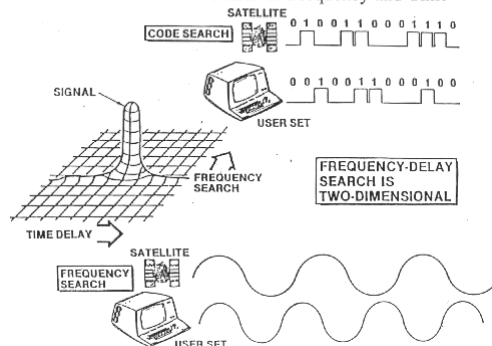
109

Das allgemeinste Verfahren zur initialen Synchronisierung ist das sequentielle Absuchen aller potentiellen Kode- ( $\equiv$  Zeit) und Frequenzmöglichkeiten bis eine Synchronisation erreicht wurde. Es muss eine Synchronisierung bis auf eine Genauigkeit von  $\pm \frac{1}{2}$  chip erreicht werden, bevor auf der Regelkreis geschlossen werden kann. Dieser Einzugsbereich, hier von  $\pm \frac{1}{2}$  chip, hängt von der Schaltung ab und ist nur ein Richtwert. Der Übergang von der initialen Synchronisation zum Code tracking wird als *tracking pull-in* bezeichnet.

Im folgenden Bild wird der zweidimensionale Suchprozess veranschaulicht.

### GPS Receiver Search Procedures

Two Dimensional Search in Frequency and Time

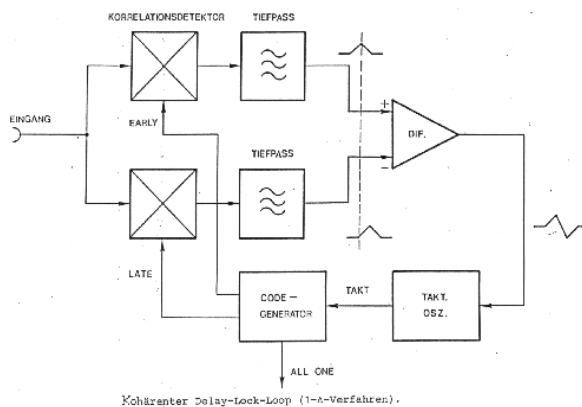


02.11.2009

110

### Code Tracking

Der Code Tracking ist ein geschlossener Regelkreis. Der Code wird kontinuierlich verfolgt und nachgeführt. Ein Beispiel eines geschlossenen Regelkreises für Spreitzbandsysteme ist der **Early minus late Synchronizer**, welcher praktisch Anwendung findet.



02.11.2009

111

### Regelkreis (Close Loop)

Das gewünschte Verhalten der Codeverfolgung wird mittels eines Reglers definiert. In diesem Fall ist der Regler als ein Digitales Filter dargestellt. Die Aufgabe des Reglers ist die Verfolgung des dynamischen, verrauschten Eingangssignals (in unserem Fall das GPS Signal) mit einer möglichst kleinen Regelabweichung (genannt tracking jitter). Dieses Verhalten des Regelkreises ist nicht für alle Frequenzen gleich. Wir haben es somit wieder mit einer Form eines Filters zu tun, mit den bereits erwähnten Begriffen wie Bandweiten etc. Je grösser die Bandweite des Regelkreises, desto grösser ist die Regelabweichung. Ist die Bandweite jedoch gering, so kann der Regelkreis schnellen Änderungen nicht folgen. Das bedeutet, die Regelkreisbandweite ist ein Kompromiss zwischen möglichst grosser Bandweite für eine grosse Dynamik des Kodes (und damit der Relativbewegung zwischen Sender und Empfänger) und einer möglichst schmalen Bandweite um die Regelabweichung klein zu halten. Dabei darf es unter keinen Umständen zu einem Trägerverlust kommen (loss of lock), da dann ein neuer Akquirierungsvorgang nötig wäre.

Die Reglersynthese erfolgt nach demselben Prinzip:

- Aufstellung der Systemgleichungen
- Linearisierung der Schaltung / Systemgleichungen
- Bildung der Übertragungsfunktionen im Bildbereich (Laplace-Transformation)
- Entwurf des Reglers nach bestimmten Kriterien
- Rücktransformation in den Zeitbereich
- Simulation des Reglers

12



### Rückgewinnung der Trägerphase

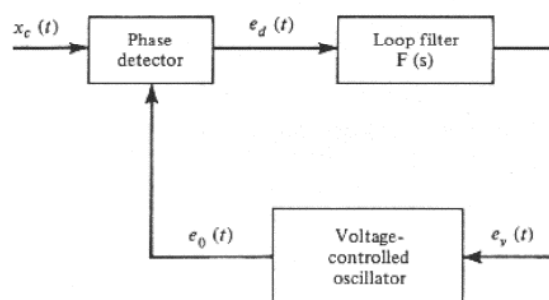
Beim Spreitzbandsystem muss nun nach dem Code als nächstes die Trägerphase zurückgewonnen werden. Das empfangene GPS Signal ist zu diesem Zeitpunkt im Empfänger nur mehr digitalisiertes Rauschen, wie in den Bildern beim der Digitalisierung ersichtlich. Um nun den Träger als solchen wieder sichtbar zu machen muss das im Empfänger eigengenerierte Trägersignal mit dem Träger des empfangenen GPS Signal synchronisiert werden. Die Summierung der Trägerphasen und die Phasenlage wird anhand eines rekonstruierten Trägersignals vorgenommen.

Als ein Verfahren für diese Trägersynchronisierung wird der **Phase-Locked Loop** vorgestellt. Der Phasenregelkreis, welcher unten dargestellt ist, verfolgt die Phasenlage des Eingangssignals  $x_c(t)$ . Der Regelkreis besteht im wesentlichen aus einem Phasendetektor PD, dessen Ausgangssignal  $e_d(t)$  eine monotone Funktion der Phasendifferenz des Eingangssignals ( $\Phi$ ) mit dem Referenzsignal ( $\theta$ ) ist, einem Regler (loop filter) mit der Übertragungsfunktion  $F(s)$  mit der Ausgangsgröße  $e_v(t)$  und einem spannungsgesteuerten Oszillator (voltage controlled oscillator VCO), der das Referenzsignal  $e_0(t)$  erzeugt. [7]

02.11.2009

113

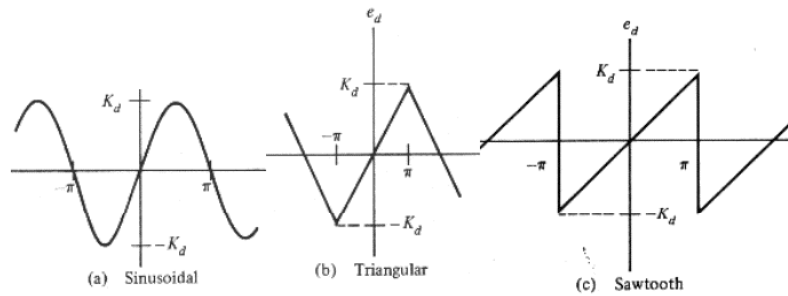
In den folgenden Bildern wird angenommen, dass die Phasenabweichung des VCOs proportional seiner Eingangsspannung ist. Der PD ist ein idealer Multiplikator mit einem Tiefpassfilter. Wenn der Phasenfehler sehr klein ist, kann ein linearer Verlauf angenommen werden.



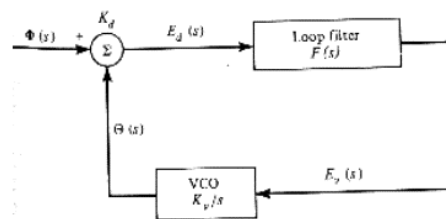
Generelles PLL Block Diagramm

02.11.2009

114



Charakteristiken von Phasendetektoren



Laplace transformiertes PLL Modell für linearen Betrieb

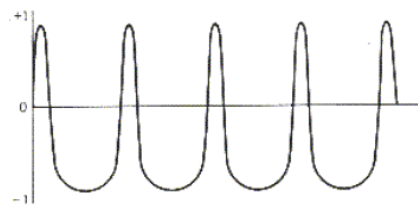
0: Je nach Wahl von  $F(s)$  werden die Eigenschaften des Regelkreises bestimmt. 115

Loop Filter, $F(s)$	Natural Frequency,* $\omega_n$ (rad/s)	Damping Factor	Closed-Loop Transfer Function, $H(s)$	Error Transfer Function, $1 - H(s)$	Single-sided Bandwidth (Hz)
1 (first order)	$K$	—	$\frac{K}{s + K}$	$\frac{s}{s + K}$	$\frac{K}{4}$
$\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1 + 1}$ (passive, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$	$\frac{\omega_n}{2} (\tau_2 + K^{-1})$	$\frac{(2\zeta\omega_n - \omega_n^2/K)s + \omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2 + \omega_n^2/K}{D(s)}$	$\frac{K\tau_2(1/\tau_2^2 + K/\tau_1)}{4(K + 1/\tau_2)}$
$\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1}$ (active, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau_1}}$	$\frac{\tau_2\omega_n}{2}$	$\frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2}{D(s)}$	$\frac{1}{2}\omega_n \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)$ (note b)
$\frac{1}{s\tau + 1}$ (lag, second order)	$\sqrt{\frac{K}{\tau}}$	$\frac{1}{2\sqrt{K\tau}}$	$\frac{\omega_n^2}{D(s)}$	$\frac{s^2 + 2\zeta\omega_n}{D(s)}$	$\frac{K}{4}$

\* $K = K_p K_d$   
 †For a second-order loop with  $\zeta = 0.5$ ,  $B_L = 0.5\omega_n$ ; with  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ ,  $B_L = 0.53\omega_n$ .  $B_L$  is the single-sided noise bandwidth in hertz, and the dimensions of  $\omega_n$  are rad/s.

Übertragungsfunktionen und Parameter für PLLs 1. und 2. Ordnung [7]

Ähnlich wie bei dem Akquirierungsprozess des Codes gibt es auch bei der Phase einen sogenannten ‚Pull-in‘ der im folgenden kurz beschrieben wird. Die initiale Akquirierung der Frequenz ist im folgenden Bild dargestellt. Dabei wurde angenommen, dass anfangs die VCO Frequenz ungleich der Trägerfrequenz sei. Der Mittelwert der ‚beat-frequency‘ ist ungleich Null und treibt den VCO solange bis die Frequenzen übereinstimmen (lock in). Diese Spannung wird auch als ‚pull-in‘ Spannung bezeichnet.

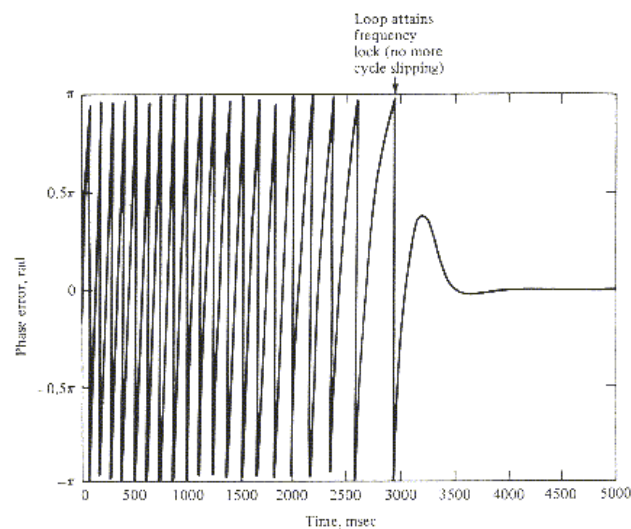


(a) Typical beat-note wave shape, first-order loop,  $\Delta\omega_i/K = 1,10$  (Gardner)

Man kann aus dem Kurvenverlauf ersehen, dass der Mittelwert der Funktion ungleich Null ist. Dieses resultierende Signal treibt den VCO bis die Frequenzen übereinstimmen.

02.11.2009

117

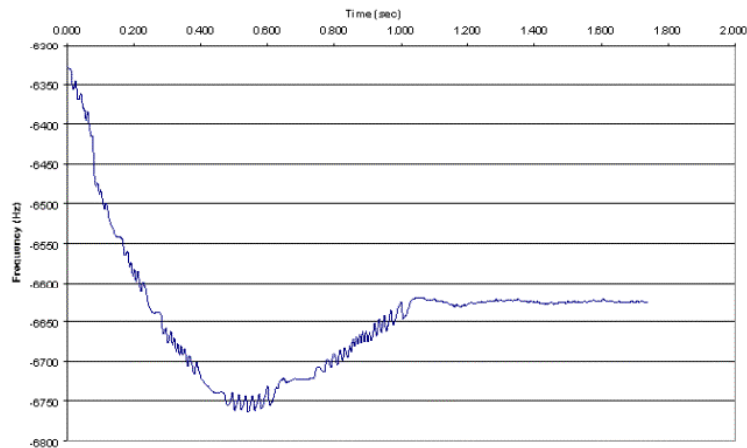


(b) Transient response of a second-order phase-locked loop with an initial frequency offset of  $\Delta f = 10$  Hz and a Noise Bandwidth of  $B_n = 5$  Hz (Spilker)

02.11.2009

118

Im folgenden Bild ist dieser Vorgang für ein GPS Signal etwas anders dargestellt. Anstatt des Phasenfehlers wird die Eigenfrequenz aufgetragen. Der Frequenz-Offset zu Beginn ist ca. 300 Hz. Das Einschwingen erfolgt mit einem leichten Überschwingen.

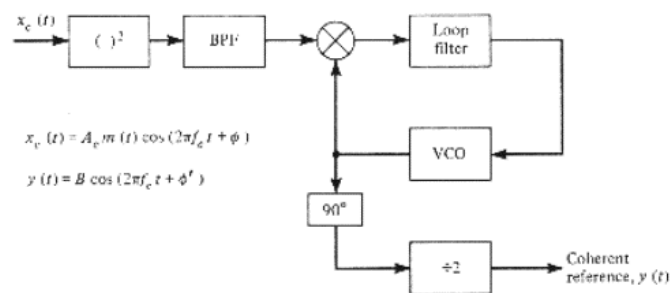


02.11.2009

119

### Schaltungen zur Trägerrückgewinnung

Der bisher beschriebene PLL benötigt jedoch einen Träger. Dies wurde hier stillschweigend vorausgesetzt. Bei der spektralen Darstellung des GPS Signals wurde gezeigt, dass dies im Falle GPS nicht gilt. In SSS ist der Träger nicht mehr vorhanden, daher werden spezielle Formen von PLLs wie den delay-lock und den tau-dither loop benötigt um die Pseudo Rausch Sequenz rückzugewinnen.



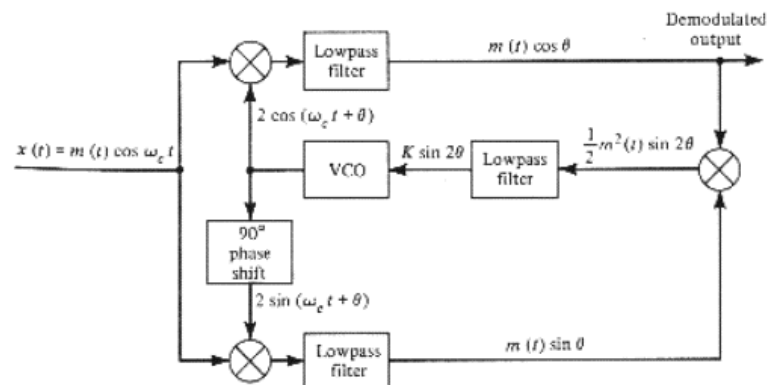
(a) Squaring loop

02.11.2009

120

Vorteil dieses Verfahrens ist, dass keine Information über den Kode vorhanden sein muss. Dies erkauft man sich durch den Nachteil eines erhöhten Rauschens (squaring loss) abhängig vom Verhältnis aus Bandpassbandweite  $W$  und PLL Bandweite  $B_L$ .

Um diese Nachteile zu umgehen wird Costas Loop verwendet.

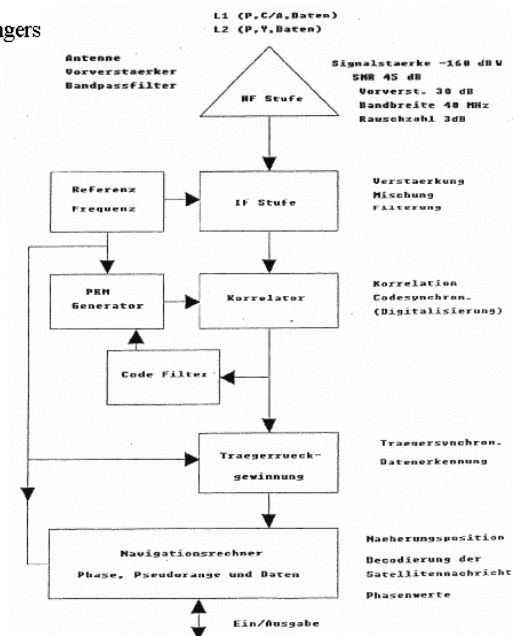


(b) Costas loop

02.11.2009

121

Blockschaltbild eines GPS Empfängers



02.11.2009

Um den richtigen Satelliten zu suchen, muss am Beginn des Suchvorgang Zeit, Ort und Almanach dem Empfänger bekannt sind, a priori oder durch diese Eingabe via Benutzer. Falls eine oder mehrere dieser drei Informationen nicht vorhanden ist (sind) spricht man vom **Cold start**. Der Empfänger geht in einen sogenannten ‚Search the Sky‘ Modus. Der Empfänger wählt zufällig einen Satelliten und sucht diesen über das gesamte Zeit- und Frequenzfenster (siehe das Bild zu GPS Receiver Search Procedures). Dies ist natürlich sehr zeitaufwendig und sollte vermieden werden.

**Warm start:**

- Almanac (und damit die Orbit Positionen der Satelliten zu einem bestimmten Zeitpunkt) und Position sind bekannt, und die ungefähre Zeit ist ebenso mittels RTC (Real Time Clock) bekannt; jeder Uhrenfehler der grösser als eine Millisekunde (oder ein mehrfaches davon) ist, erhöht die Ambiguity des C/A code, der eine Periodizität von einer ms besitzt
- das Oszillatormodell ist bekannt (Frequenzkorrektur des Oszillators als Funktion der Temperatur)
- Bestimmung der sichtbaren Satelliten und damit welche zu suchen sind (jeder Satellite im GPS System besitzt einen dem Satelliten eigenen charakteristischen Code)

02.11.2009

123

- Bestimmung der Satellitenfrequenz, inklusive Dopplerverschiebung (für Vermessung  $\approx \pm 5\text{KHz}$  auf L1) auf  $< 1\text{KHz}$
- Suchlauf über 2046 Zeitzellen (oder bins) (die Suche erfolgt also in ‚half-chip-steps‘  $\equiv 2 \cdot 1023$  chips) für 2 Frequenz-bins; Verwendung von mehreren parallelen Kanälen reduziert die Suchzeit drastisch; die Frequenzschritte betragen ca. 200 bis 500 Hz  $\rightarrow$  2046 code chips mal 26 Frequenz bins ergeben 53196 zu untersuchende bins! Für 25 bins/sec ergibt dies ca. 36 min.  $\rightarrow$  ein intelligenter Suchalgorithmus ist wichtig und notwendig!
- Die Satellitenlaufzeit (Distanzvariation von nächster und entferntester Punkt) ist ca. 18 ms
- Die Mehrdeutigkeit der C/A Korrelationspeaks ist 1 ms
- Daher ist die Synchronisierung der Datenbits, welche eine 20ms Periodendauer haben, nötig, um die Vieldeutigkeit der Satellitenlaufzeit zu eliminieren
- Bei dem Datensynchronisierungsprozess werden Polaritätsänderungen in benachbarten C/A code chips untersucht um Datenbittransitionen zu erkennen
- Die Daten dekodiert und die Informationen weiterverarbeitet, wie Vergleich des ‚neuen‘ mit dem gespeicherten Almanachdatum, Anbringen der Uhrkorrekturen, etc.

02.11.2009

124

**Positionsberechnung:**

- Auf Grund des Uhrenfehlers sind 4 Unbekannte, die Koordinaten x, y, z und die Zeit t, zu bestimmen. Dies entspricht für das WGS84 latitude, longitude und heigth plus dem Zeitoffset.
- Das bedeutet, dass mindestens 4 gleichzeitige, unabhängige Messungen notwendig sind um diese 4 Unbekannten zu bestimmen
- Bei Spezialfällen, wie z.B.: bekannte Höhe (Meer) sind nur 3 Messungen notwendig
- Die Geschwindigkeit wird aus der sequentiellen Positionsänderung oder aus sequentiellen Messwerten (Phasenwerte, PseudoRanges) bestimmt
- Wenn mehr als 4 Messungen zur Verfügung stehen wird eine least squareLösung verwendet. Dies kann gewichtet, oder ungewichtet oder Kalmanfilterung sein.

Die Filterung der Daten ist notwendig, jedoch sollten einige Punkte beachtet werden:

- Filtern führt meist zu einer Verzögerung (lag in response time)
- Es kann zum Überschieszen (in beide Richtungen) kommen
- Es kann zum Schwingen führen
- Vor allem das Filtern des Uhrenfehlers ist kritisch, da dieser von der Beschleunigung, der Positionsorientierung und der Temperatur abhängig ist
- All dies kann zu Positionsfehlern auf Grund der Filterung führen

02.11.2009

125

Zusammenfassung der Abläufe im GPS Empfänger

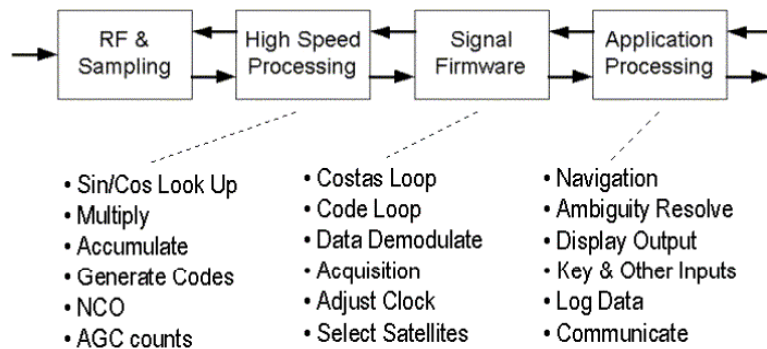
- Eingabe der Satellitenkennung (C/A-Code-Einstellung)
  - Suchvorgang und Einrasten auf den gewünschten C/A-Code
  - Datendemodulation
  - Auswahl von 3 weiteren Satelliten aus den empfangenen Daten
  - Suchvorgang und Einrasten auf die C/A-Codes dieser weiteren Satelliten
- nur bei P-Code-Empfang:

  - Mit 'Handover'-word Umschaltung auf P-Code
  - Laufzeitdifferenzmessung zwischen  $L_1$  und  $L_2$
- Berechnung von
    - Ausbreitungskorrekturen
    - Zeitablage
    - Eigenposition
    - Eigengeschwindigkeit
  - Suche nach geeigneteren Satelliten und Umschaltung auf diese.

02.11.2009

126

Zusammenfassend noch eine Darstellung der Funktionen innerhalb des Empfängerblockschaltbildes



02.11.2009

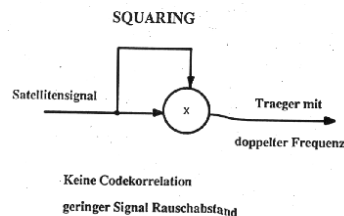
127

### Anhang:

#### Vergleich von verschiedenen Trägerrückgewinnungsverfahren

Zu den Trägerrückgewinnungsverfahren sind noch ein paar Ergänzungen anzubringen. Da das GPS Signal sehr schwach ist, muss jede Abschwächung des Signals verhindert werden. Dies gilt für die L2 Frequenz umso mehr, da dieses Signal bereits um 6 dB schwächer vom Satelliten ausgesendet wird. Dieses L2 Signal wird ja in den meisten Fällen mittels Y Code unkenntlich gemacht. Die zweite Frequenz ist jedoch für die Vermessungsempfänger im RTK Einsatz ein Muss. Daher wurde hier verschiedene Wege gesucht, den L2 Träger trotz AS zu rekonstruieren.

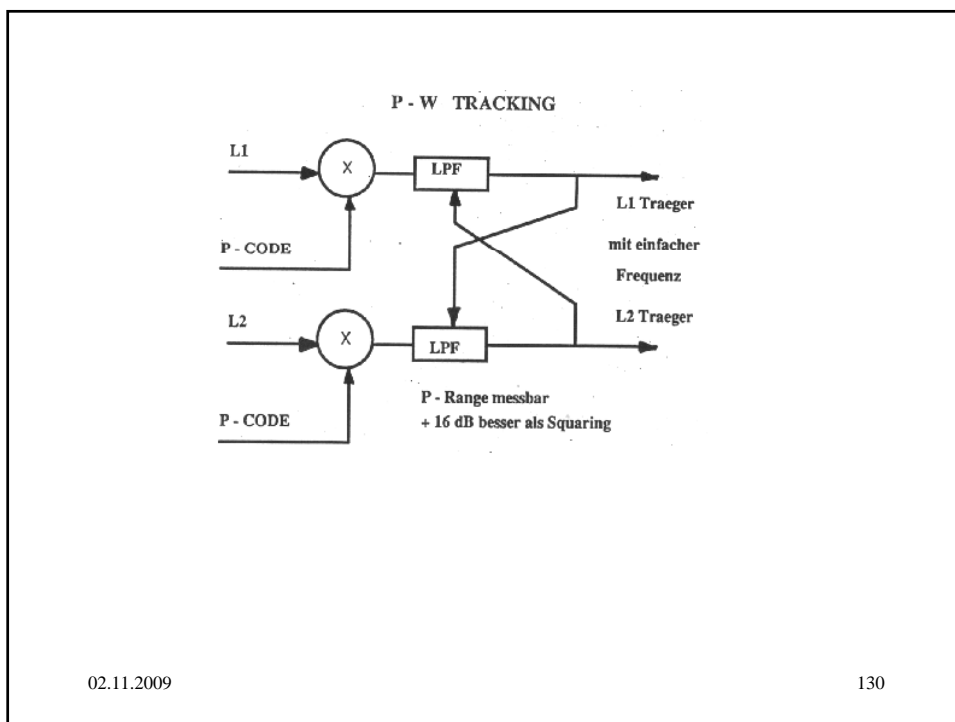
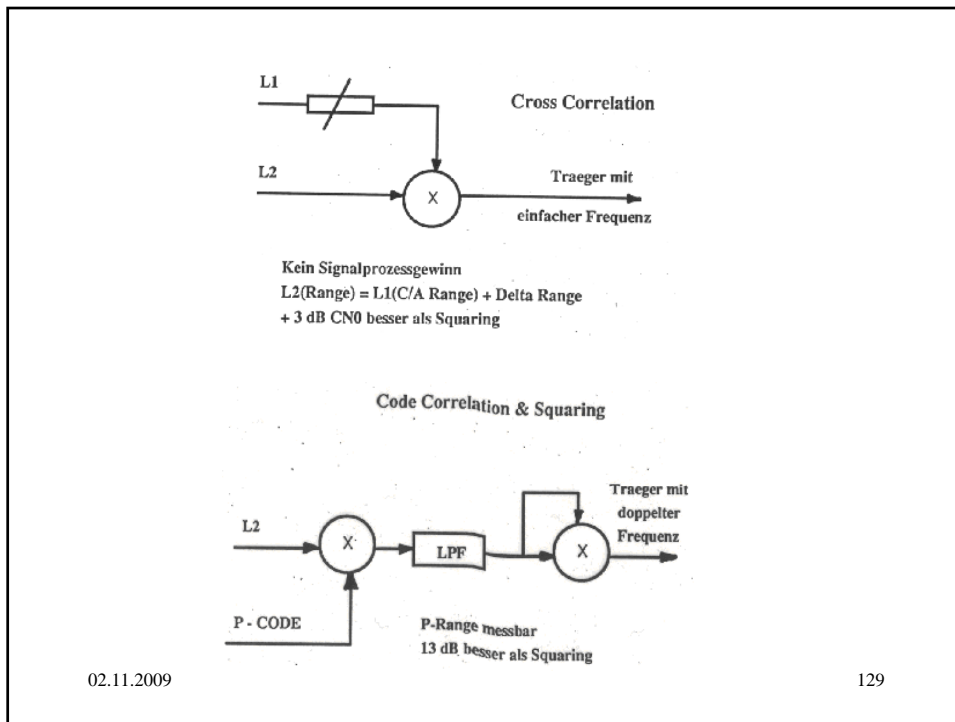
Das einfachste Verfahren ist die Squaring technique, welches bereits besprochen wurde.



02.11.2009

128





**Multipath oder Mehrwegeffekte**

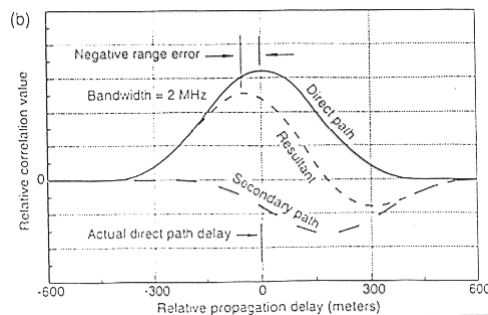
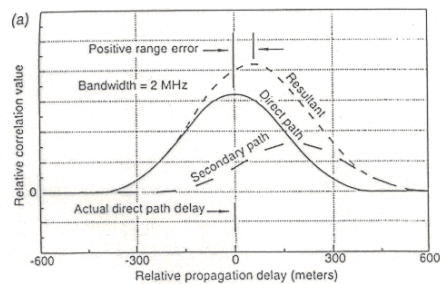
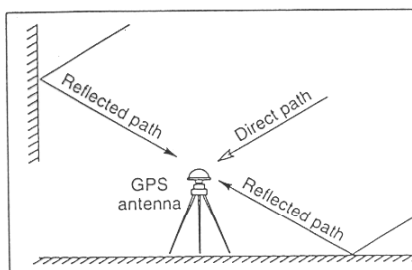
**Generelles über den Mehrwegeffekt**

Ein weiterer Effekt, welcher die Genauigkeit der GPS Messungen in der Vermessung stark beeinflusst ist der sogenannte Mehrwegeffekt oder **Multipath**.

Im generellen treten bei höheren Frequenzbereichen im Radiosignal neben dem Rauschen auch noch andere unerwünschte Effekte auf. Während der Signalausbreitung kommt es auf Grund von Reflexionen zu Mehrwegeffekten (**multipath reception**). Es kommt zu Signalüberlagerungen des Nutzsignals und der Mehrwegsignale MP und Rauschen. Die Differenzierung zwischen MP und Rauschen ist schwierig. Praktisch ist MP immer mehr oder weniger vorhanden. Im Allgemeinen sind die reflektierten Signale schwächer als das ursprüngliche Signal. Dies muss nicht immer der Fall sein – durch Superposition von verschiedenen MP Signalen oder durch blockieren des Originalsignals (Abschattung durch Gebäude) kann das MP Signal grösser als das Originalsignal werden.

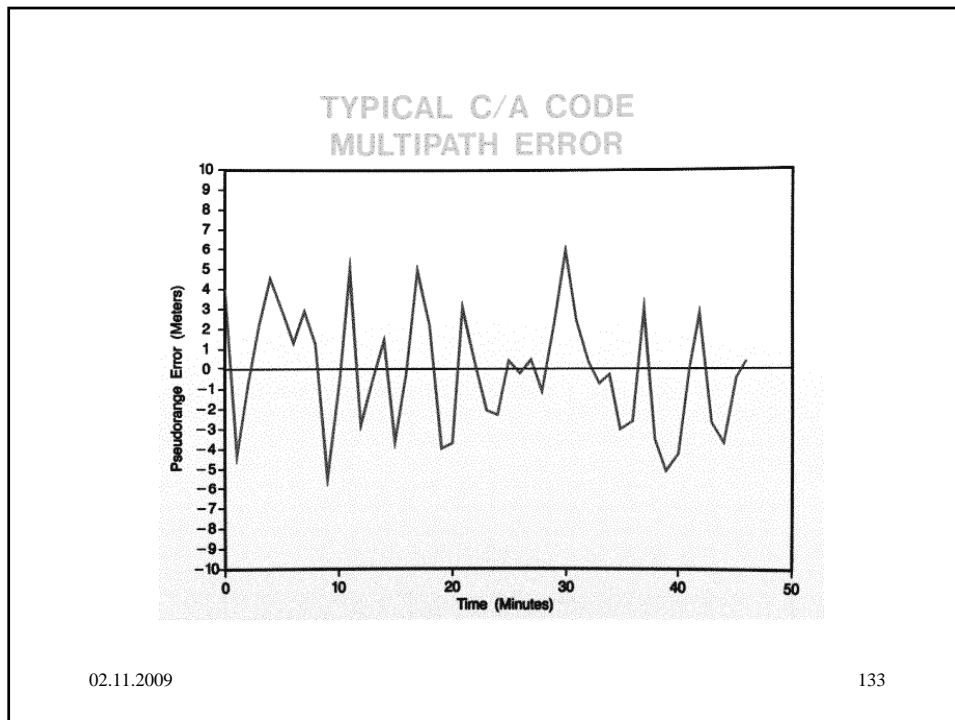
02.11.2009

131



02.11.2009

132



**Verfahren zur Reduktion von Multipath**

Ziel muss sein die Laufzeit zwischen Satelliten und Antenne korrekt zu bestimmen, sonst ist die Distanz falsch. Um den Multipath zu unterdrücken sind verschiedene Techniken verwendet.

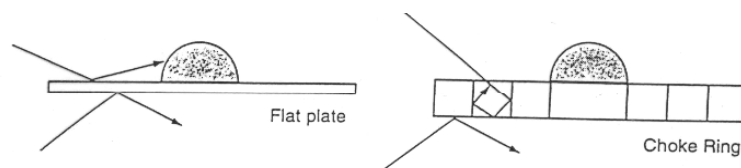
**Techniken zur Reduktion von Vielwegeeffekten (Multipath MP Mitigation Methods)**

Technik	Eigenschaften	Beschränkungen
Antennencharakteristik	Verringerung der MP durch hohes 'front-back gain ratio' und starke Polarisationsabhängigkeit der Antennen	hauptsächlich beschränkt auf MP mit niedriger Elevation. Antennen sind gross und teuer
MP Schätzung mit mehreren Korrelatoren	jeder Satellit wird von mehreren Korrelatoren verfolgt um den 'wahren' (wahrscheinlichsten) Signalpfad zu ermitteln	GPS Empfänger wird sehr komplex, viele Kanäle müssen parallel und gleichzeitig bearbeitet werden
Carrier aided Code smoothing	Filtertechnik, welche die integralen Trägerphasenmessungen verwendet um die Effekte von Satellitenbewegung, Oszillator- und Nutzer- zu minimieren. Damit kann die Regelkreisbandbreite des Code-loops stark verlangsamt werden (grosse Zeitkonstanten) und der MP herausgefiltert werden	Filterprozess muss 'intelligent' sein um die Effekte des Einschwingverhaltens (Sat-acquisition) zu berücksichtigen; Effekte der Ionosphäre beschränken die Zeitkonstante (da diese die Code und Trägermessungen im gegensätzlicher Richtung beeinflussen)
Verwendung von 'Narrow Correlators'	Early Late Code Tracking loops wurde verbessert (lock-in Bereich wird verkleinert) und damit auch MP unabhängiger gemacht	Initialer Signalempfang wird schwieriger, da das Fehlersignal der Regelschleife beim 'Narrow Correlators' viel kleiner ist, als beim Standardkorrelator, höhere Bandweite wird benötigt

02.11.2009 134

Im folgenden sind einige Möglichkeiten zur Verbesserung des MP an der Antenne aufgelistet:

- Selektion der Antennenaufstellung: ideal wären keine Obstruktionen entlang oder in der Nähe zur Verbindung Satellit – Antenne
- Das Antennendesign derart gestalten, dass eine starke Dämpfung für reflektierte Signale erfolgt (z.B. starke Unterdrückung der links-zirkulierenden Welle); Antennenselektion: manche Antenne sind vor allem für Satelliten mit niedriger Elevation optimiert – Multipath tritt stärker bei niedriger Elevation auf
- Antennen ‚Ground-Plane‘ : hat eine stabilisierende Wirkung auf die Antennecharakteristik
- Choke-Ring Antenne: reduziert auch MP mit niedriger Elevation sehr gut. Wie aus der Zeichnung ersichtlich ist die Antenne relativ gross und schwer.



02.11.2009

135

MP Schätzung mit mehreren Korrelatoren wird in der Kommunikationstechnik verwendet. Hier werden viel mehr Korrelatoren benötigt. Mit zunehmender Integrationsdichte des elektronischen Bauteile eine Frage der Zeit, wann dies auch im GPS kommt.

#### **Carrier aided code smoothing**

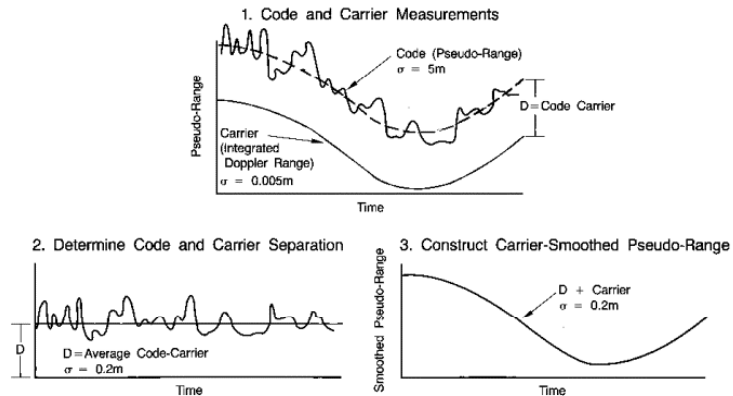
Es handelt sich um eine Filtertechnik, welche die integrale Trägerphasenmessung verwendet um die Effekte der Satelliten-, Oszillator und Anwenderbewegung zu minimieren. Dadurch kann die Regelkreisbandweite des Code Tracking loops stark reduziert werden (grosse Zeitkonstante) und der MP herausgefiltert werden.

Die Anforderungen an den Filter sind vielfach: während des Start-ups muss das Einschwingverhalten der Messungen berücksichtigt werden (d.h. ab wann werden die Koeffizienten wie gewichtet?). Die Zeitkonstante muss lang genug sein um den MP zu unterdrücken, darf jedoch nicht die Ionosphärischen Effekt miterfassen.

02.11.2009

136

## CARRIER SMOOTHING OF PSEUDORANGES REMOVES MULTIPATH ERRORS



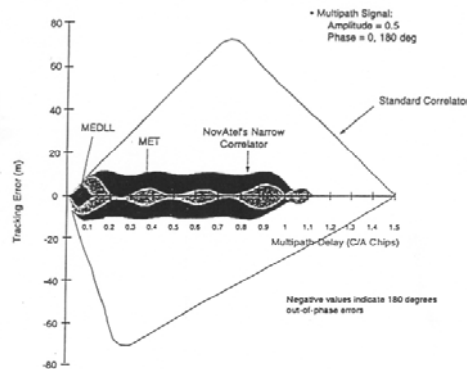
02.11.2009

137

### Multipath Korrelatoren:

Hier werden sogenannte ‚Narrow Correlators‘ verwendet. Im wesentlichen wurden die Early minus late Code Tracking loops weiter entwickelt und verbessert. Aus dem  $\pm 1$  code chip wurde  $1/10$  code chip. Die initiale Code Acquirierung wird dadurch schwieriger da das Fehlersignal der Regelschleife beim ‚Narrow Correlator‘ viel kleiner wird als beim ‚Standard Correlator‘ und zusätzlich wird eine grössere Bandweite des Signals und damit der Filter benötigt.

- Narrow Correlator Technology <sup>TM</sup> Novatel :verbesserte Distanzmessung durch schärferen und weniger verrauschter Korrelationsspitze;
- MET Technology (Multipath Elimination Technology): Modellierung des direkten Multipathpfades via SW
- MEDLL Technology (Multipath Estimation Delay-Lock-Loop): kombiniert HW und SW - "maximum likelihood estimation"



02.11.2009

38