

Spread Spectrum Modulation

Inhaltsverzeichnis

1	Übersicht über die Spread Spectrum Techniken	1
1.1	Prinzip der „Direct Sequence“ Spreading Technik	1
1.1.1	Historie: Das Noise Wheel	2
1.2	Eigenschaften der Spread Spectrum Modulationen	3
1.3	Modulations-Verfahren für Spread Spectrum	3
1.4	Definition der Spread Spectrum Verfahren	3
1.4.1	Nicht alle Modulationen mit erhöhter Bandbreite sind Spread Spectrum Verfahren.	4
2	Binäre Pseudo-Zufalls-Signale	4
2.1	Eigenschaften der Pseudo-Zufalls-Signale	5
2.2	PN Sequenz mit Schiebe-Register	5
2.2.1	Die Autokorrelations-Funktion der PN Sequenz	6
2.2.2	Zur Resistenz gegen Echos im Funk-Kanal	7
2.2.3	Zur genauen zeitlichen und örtlichen Auflösung	7
2.2.4	Spektrale Leistungs-Dichte einer PN Sequenz	7
2.3	Kreuz-Korrelation von PN Sequenzen	8
2.3.1	Gold-Codes	9
2.4	Hadamard- oder Walsh-Codes	10
3	Direct Sequencing Spread Spectrum	10
3.1	Modulationen für DSSS	11
3.2	Demodulation von DSSS	12
3.2.1	Prinzip des Entspreizens der Daten	12
3.2.2	Demodulation des entspreizten Signals	12
3.3	Der Processing Gain	12
3.3.1	Auswirkung des De-Spreading auf Weißes Rauschen	14
4	Frequency Hopping Verfahren	15
4.1	FHSS Processing Gain	16
4.2	Slow Frequency Hopping	16
4.3	Fast Frequency Hopping	17
4.4	Time Hopping	17
4.5	Chirp Verfahren	18

Abbildungsverzeichnis

1.1	Prinzip des Direct Sequencing Spreiz-Verfahrens	1
1.2	Noise Wheel (Rogoff 1950)	2
2.1	Prinzipielle Struktur zur Erzeugung einer PN Sequenz	4
2.2	PN Generator mit Schieberegister zur Erzeugung einer PN Sequenz	5
2.3	Autokorrelations-Funktion (AKF) einer PN Sequenz als Faltung mit III Funktionen	6
2.4	Normierte Autokorrelations-Funktion (AKF) einer PN Sequenz	7
2.5	Leitungs-Dichte Spektrum (PSD) einer PN Sequenz	7
2.6	AKF einer PN Sequenz der Länge $2^7 - 1$ (für alle zugelassenen Anzapfungen)	8
2.7	KKF zweier PN Sequenzen der Länge $2^7 - 1 = 127$ (mit Anzapfungen $[7, 1]$ und $[7, 6, 5, 4]$)	8
2.8	Generator für Gold-Sequenzen der Länge $N = 2^7 - 1 = 127$	9
2.9	KKF zweier Gold-Sequenzen der Länge $N = 2^7 - 1 = 127$. Es treten nur 3 verschiedene Amplituden-Werte auf.	9
2.10	Walsh-Funktionen entsprechend zu <i>cal</i> (even) und <i>sal</i> (odd) bis 63. Ordnung	10
3.1	2PSK mit Spreiz-Code, 2PSK mit I/Q Spreiz-Code (obere Zeile), 4PSK mit Spreiz-Code, 4PSK mit I/Q Spreiz-Code (untere Zeile). Jeweils linker Teil: Modulation; rechter Teil: Spreizung	11
3.2	Spreizen und Entspreizen über EXOR Verknüpfungen	12

3.3	DSSS Empfänger	12
3.4	Leistungsdichte–Spektrum der Daten vor und nach der Spreizung	13
3.5	Leistungsdichte–Spektrum von Störung und Daten vor und nach der Ent–Spreizung	13
3.6	Auswirkungen von Weißem Rauschen und Jammer im Spektrum	14
4.1	Frequency Hopping Modulator	15
4.2	Frequency Hopping Demodulator	15
4.3	Slow Frequency Hopping	17
4.4	Fast Frequency Hopping	17
4.5	Prinzip des Time Hopping Verfahrens	17
4.6	Chirp–Signal und Chirp–Spektrum	18

Spread Spectrum Modulationen

Unter Spread Spectrum Modulationen werden alle die digitalen Modulationsarten verstanden, die vor der Übertragung über einen Kanal **absichtlich spektral gespreizt** werden und dadurch dann ein Vielfaches der zur reinen Übertragung der Information notwendigen Bandbreite einnehmen. Da die ausgesendete Leistung hierbei auf ein sehr großes Frequenzband verteilt wird, reduziert sich dadurch deren Spektrale Leistungsdichte. Für große Spreizfaktoren wird sie dabei so gering, daß sie im Rauschen „untergeht“. Für einen nicht berechtigten Empfänger ist dann noch nicht einmal die Tatsache einer derartigen Funkaussendung erkennbar und es besteht eine geringe Wahrscheinlichkeit dafür, daß ein solcher Funkverkehr entdeckt — und damit abgefangen (LPI *Low Probability of Intercept*) — wird. Die erste Anwendung der Spread Spectrum Modulationen war deswegen auch von militärischer Art, wo ein großes Interesse an „verdecktem“ Funkverkehr besteht. Informationen über diese Technik waren erst ab Mitte der '80er Jahre öffentlich zugänglich.

1 Übersicht über die Spread Spectrum Techniken

1.1 Prinzip der „Direct Sequence“ Spreading Technik

Das Prinzip der Spread-Spectrum Techniken läßt sich am Beispiel eines der dabei angewendeten Verfahrens, der „Direct Sequence“ (DS) Technik veranschaulichen. Das zu übertragende digitale Signal mit der Datenrate R liegt dabei zunächst in Form einer (üblichen) Digitalen Modulation vor und hat da auch noch die minimal erforderliche Bandbreite. Bevor aber dieses Signal ausgesendet wird, erfolgt eine Multiplikation mit einem Spreiz-Code Signal, das eine „Chip-Rate“ R_{ch} hat.¹ Das übertragene Signal erhält dadurch die Bandbreite

$$W_{ss} \approx R_{ch} + R \quad (1.1)$$

Im Empfänger wird das Empfangs-Signal zunächst wieder mit dem (synchronisierten) Spreiz-Code multipliziert und anschließend mit einem Filter der Bandbreite R gefiltert. Diese Prozedur stellt aber nichts anderes dar, als eine Korrelation des Empfangs-Signals mit dem Spreiz-Code. Das Ergebnis dieser Korrelation ist dann das zurückgewonnene Digitale Signal, Bild 1.1. Dieser Vorgang kann als Entspreizen (*De-Spreading*) bezeichnet werden.

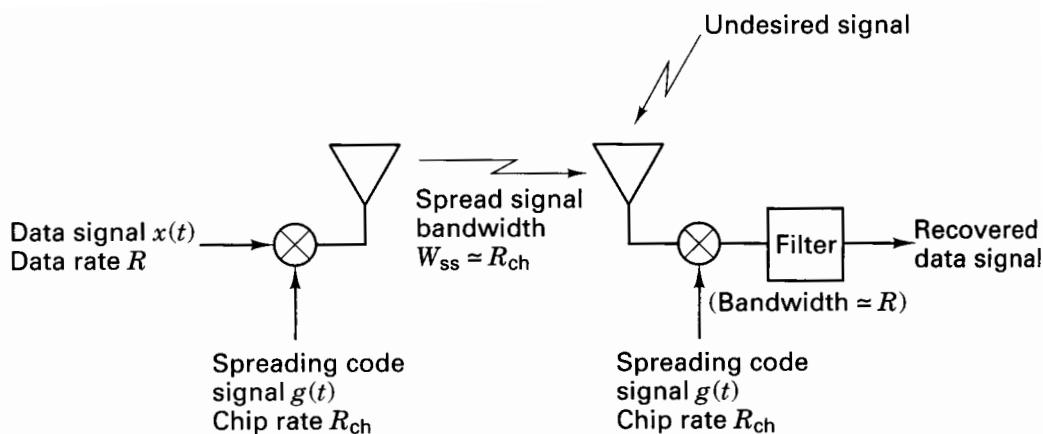


Bild 1.1: Prinzip des Direct Sequencing Spreiz-Verfahrens

Das unbefugte „Abhören“ einer Digitalen Übertragung ist nur die eine Seite der Medaille. Genau so wichtig ist die Resistenz einer Spread Spectrum Übertragung gegen (beabsichtigte oder unbeabsichtigte) Störungen im Übertragungs-Kanal. Aus Bild 1.1 sieht man:

- Eine **einmalige** Multiplikation mit dem Spreiz-Signal erhöht die Bandbreite.

¹ Was beim Digitalen Signal „Bit-Rate“ genannt wird, bezeichnet man beim Spreiz-Code mit „Chip-Rate“. Die „Chips“ bedeuten für den berechtigten Empfänger keine zusätzlich Information. Für den nicht berechtigten Empfänger stellen sie jedoch „Informations-Müll“ dar und verhindern so, daß dieser die tatsächliche Information auswerten kann.

- Eine **zweimalige** Multiplikation mit dem Spreiz-Signal mit anschließender Filterung stellt das ursprüngliche Signal wieder her.
- Das Nutz-Signal wird **zweimal** multipliziert, das Stör-Signal aber nur **einmal**. Hinter dem Empfangs-Filter ist das Stör-Signal damit ganz wesentlich geschwächt.

1.1.1 Historie: Das Noise Wheel

Beim Militär befaßte man sich seit dem Ende der '30er Jahre des letzten Jahrhunderts mit dieser Problemstellung. Zur damaligen Zeit gab es noch keine Digitale Signalverarbeitung. Alle Verfahren waren noch analog und daher sehr aufwendig. Eines dieser Verfahren benutzte zur spektralen Spreizung ein „Noise Wheel“, also eine Scheibe, auf deren Umfang 1440 Striche mit zufälliger Länge photographisch angebracht waren, Bild 1.2.

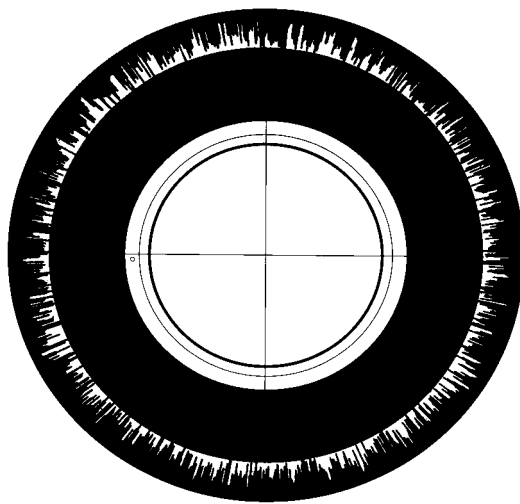


Bild 1.2: Noise Wheel (Rogoff 1950)

Alle 0.25^0 änderte sich die Länge der Striche.² Mit Hilfe einer optischen Abtastung (Photozelle) entstand daraus bei Drehung der Scheibe (mit 900 Umdrehungen pro Minute) ein pseudo-zufälliges Rauschsignal. Hiermit wurde dann ein binärer Datenstrom von 1 Bit/s gespreizt.

An diesem (historischen) Beispiel erkennt man bereits einige wesentliche Merkmale der (hier angewendeten „Direct Sequencing“ (DS)) Spread Spectrum Technik.

- Es wird ein pseudo-zufälliges Spreiz-Signal benötigt.
Pseudo-zufällig bedeutet, daß das Spreiz-Signal zwar periodisch ist, aber die Periodizität von einem Beobachter nicht (ohne weiteres) erkannt werden kann.
- Im Sender wird das Nutz-Signal mit dem Spreiz-Signal multipliziert.
- Der Empfänger benötigt zur Demodulation ebenfalls das senderseitig verwendete Spreiz-Signal. Ein pseudo-zufälliges Spreiz-Signal kann im Empfänger einfach erzeugt werden.
- Der Empfänger muß (bezüglich des Spreiz-Signals) mit dem Sender synchronisiert sein.
- Im Empfänger wird das empfangene Signal (im einfachsten Fall) durch das Spreiz-Signal dividiert,³ wodurch das Empfangs-Signal „entspreizt“ wird. Tatsächlich wurde aber eine Korrelation durchgeführt.

²Die Länge der Striche wurde festgelegt nach zufällig ausgewählten Telefon-Nummern des Telefonbuches von Manhattan, die allerdings nicht auf „00“ enden durften. Von den Nummern wurden die mittleren beiden der letzten 4 Ziffern gewählt, was einen Wertebereich für die Länge der Striche zwischen 00 und 99 ergab.

³Im binären Fall reduzieren sich Multiplikation und Division je auf eine EXOR Verknüpfung.

- Ein unberechtigter Empfänger darf keine Informationen über das verwendete Spreiz-Signal bekommen.
- Die Taktrate (Chip-Rate) R_{Ch} des Spreiz-Signals ist sehr viel größer als die Datenrate R des Nutz-Signals.

1.2 Eigenschaften der Spread Spectrum Modulationen

Die günstigen Eigenschaften der Spread Spectrum Modulationen sind viel umfangreicher als es im obigen Beispiel dargestellt wurde. Insbesondere die damit möglichen zivilen Anwendungen stehen heute verstärkt im Interesse der Anwender.

- Widerstandsfähigkeit gegen absichtliche Störungen (Jammer).
- Unterdrückung von Interferenz-Störungen.
- Ermöglichung eines Vielfach-Zugriffs (Mobilfunk oder Satellitenfunk).
- Schutz vor Mehrwege-Ausbreitung (Echos im Funkkanal).
- Sichere (bzw. gesicherte) Übertragung.
- Verbesserte Spektrale Effizienz (beim zellularen Mobilfunk, z.B. UMTS).
- Genaue Ortung (z.B. bei GPS *Global Positioning System*).
- Verdeckter Funkverkehr und geringe Entdeckungs-Wahrscheinlichkeit.

1.3 Modulations-Verfahren für Spread Spectrum

Die aufgelisteten Eigenschaften lassen sich mit einem gegebenen Modulations-Verfahren nicht alle gleich gut erfüllen. Daher haben sich je nach Anforderung unterschiedliche Verfahren herausgebildet.

- Direct Sequencing (DS) mit Pseudo Noise.
- Frequency Hopping (FH).
- Time Hopping (TH).
- Chirp
- Hybride Verfahren (Mix aus den vorgenannten Methoden).

Die beiden zuerst genannten Verfahren besitzen die größte technische Bedeutung und werden daher ausführlicher dargestellt.

1.4 Definition der Spread Spectrum Verfahren

Nur solche Modulations-Verfahren, die bestimmte Kriterien erfüllen, werden als Spread Spectrum Verfahren bezeichnet.

1. Die Bandbreite des ausgesendeten Signals muß viel größer sein als die Bandbreite der Nachricht.
2. Die Bandspreizung muß (senderseitig) durch eine von der Nachricht unabhängige Spreiz-Funktion erfolgen.
3. Empfangsseitig muß mit Hilfe einer identischen synchron laufenden Spreiz-Funktion das empfangene Signal wieder entspreizt werden.

1.4.1 Nicht alle Modulationen mit erhöhter Bandbreite sind Spread Spectrum Verfahren.

Die (analogen) Winkel-Modulation (FM oder PM), die ebenfalls (in Abhängigkeit vom Modulations-Index) eine viel (bis sehr viel) größere Bandbreite zur Übertragung benötigen, gehören nicht zu den Spreiz-Verfahren. Das gleiche gilt auch für die (digitale) Puls-Code-Modulation (PCM).

Diese beiden Modulations-Verfahren sind jedoch in der Lage, speziell auch das **Weißes Rauschen** (AWGN *Additive White Gaussian Noise*) anlässlich ihrer Demodulation in einem Maße zu unterdrücken, das im Verhältnis der Übertragungs-Bandbreite zur Nachrichten-Bandbreite steht.

Spread Spectrum Modulationen sind dagegen nicht in der Lage, das weiße Rauschen zu reduzieren, wie sich bei einer genaueren Betrachtung des De-Spreading Vorgangs zeigen wird.

2 Binäre Pseudo-Zufalls-Signale

Die als Spreiz-Funktionen benötigten Pseudo-Zufalls-Signale (*pseudo random signals, Pseudo Noise sequence: PN sequence*) werden mit Hilfe von rückgekoppelten Schiebe-Registern der Länge m erzeugt, Bild 2.1.

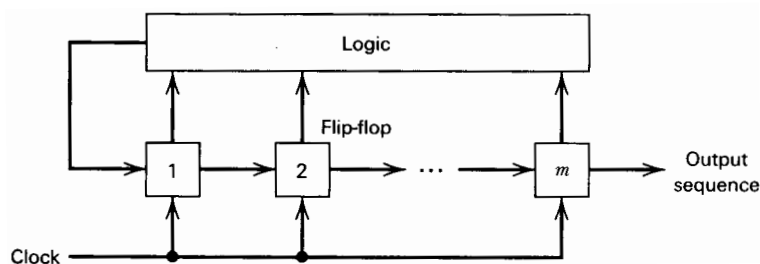


Bild 2.1: Prinzipielle Struktur zur Erzeugung einer PN Sequenz

Die Logik-Schaltung verknüpft die Ausgänge der Flip-Flop Schiebe-Register (SR) mit einander und führt das daraus gewonnene Signal auf den Anfang des SR zurück. Die Zustände des SR m ergeben die gesuchte PN Sequenz. Alle SR werden von einem gemeinsamen Takt T_c (Chip-Takt) gesteuert. Aufgrund der Rückführung ist klar, daß sich mit einer solchen Anordnung eine periodische PN Sequenz ergeben wird, die als maximale Periode 2^m haben kann.

Als Verknüpfungs-Logik werden EXOR Glieder (modulo 2 Addition) verwendet. In einem solchen Fall wird das rückgekoppelte Schiebe-Register als „linear“ bezeichnet.

Enthält das SR lauter „Nullen“, so führt eine EXOR Verknüpfung auch nur zu „Nullen“, so daß am Ausgang beständig nur „Nullen“ erscheinen. Dieser Zustand muß also ausgeschlossen werden. Damit ist die maximal erreichbare Länge der PN Sequenz:

$$N = 2^m - 1 \quad (2.1)$$

Damit eine maximal mögliche Länge N der PN Sequenz tatsächlich erreicht wird, sind in Abhängigkeit von der Register-Länge m nur ganz bestimmte Rückführungen zulässig. Diese sind bis zur Länge $m = 7$ in der Tabelle 1 gelistet. Die mit ‡ markierten Register ergeben Primzahlen als Länge der Periode der PN Sequenzen.

SR-Länge m	Rückführungen nach dem SR #
2‡	[2,1]
3‡	[3,1]
4	[4,1]
5‡	[5,2], [5,4,3,2], [5,4,2,1]
6	[6,1], [6,5,2,1], [6,5,3,2]
7‡	[7,1], [7,3], [7,3,2,1], [7,4,3,2], [7,6,4,2], [7,6,3,1], [7,6,5,2], [7,6,5,4,2,1], [7,5,4,3,2,1]

Tabelle 1: Rückführungen für PN Sequenzen maximaler Länge N . (‡: Länge N ist Primzahl.)

Je länger das SR wird, umso mehr Variationen bestehen. Jede Variation hat zwar die gleiche Länge N , unterscheidet sich aber in der Abfolge der „0“ und „1“.

Zu jeder Konfiguration von Rückführungen gibt es zusätzlich auch noch die „gespiegelte“ (bezüglich der Anzapfungen).

2.1 Eigenschaften der Pseudo-Zufalls-Signale

Die als Spreiz-Signale verwendeten binären Pseudo-Zufalls-Signale (PN *sequence*) der Länge N müssen bestimmten Kriterien genügen.

Ausgewogenheit: In jeder Periode einer PN Sequenz darf sich die Anzahl der „Einsen“ nur um 1 von der Anzahl der „Nullen“ unterscheiden.

Lauflänge: Mit Lauflänge (*run*) wird die Anzahl der jeweiligen unmittelbar aufeinander folgenden Nullen bzw. Einsen bezeichnet. Es soll sein:

- Die Hälfte aller Laufängen soll einzelne Nullen oder Einsen betragen (Länge 1).
- Ein Viertel hat die Länge 2.
- Ein Achtel hat die Länge 3.
- usw., solange es (in Abhängigkeit von N) noch sinnvoll ist.

Korrelation: Die durch zyklische Verschiebung gebildete Autokorrelations-Funktion (AKF) der PN Sequenz soll außerhalb des Maximums (normiert auf 1) nur Werte der Größe $|1/N|$ erreichen.

2.2 PN Sequenz mit Schiebe-Register

Die Eigenschaften einer PN Sequenz sollen am Beispiel eines Schiebe-Registers der Länge $m = 4$ veranschaulicht werden. Dieses soll eine Struktur gemäß Bild 2.2 haben. Der zugehörige Takt ist der Chip-Takt T_c .

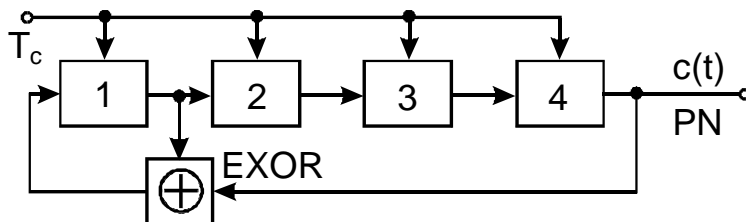


Bild 2.2: PN Generator mit Schieberegister zur Erzeugung einer PN Sequenz

Da der Zustand 0000 (nur Nullen in allen Registern) vermieden werden muß, soll anfänglich der Zustand 1000 eingestellt werden. Damit ergeben sich (nach jedem Taktimpuls) folgende Zustände des Registers innerhalb einer Periode $N = 2^4 - 1 = 15$:

$$1000, 1100, 1110, 1111, 0111, 1011, 0101, 1010, 1101, 0110, 0011, 1001, 0100, 0010, 0001 \quad (2.2)$$

Da nach dem 4. Register ausgekoppelt wird, ergibt sich die PN Sequenz $c(t)$ der Länge $N = 2^4 - 1 = 15$ (maximal mögliche Länge) innerhalb einer Periode zu:¹

$$000111101011001 \quad (2.3)$$

Die Überprüfung der Eigenschaften ergibt für diese PN Sequenz:

Ausgewogenheit: 7 „Nullen“, 8 „Einsen“; \sim ist erfüllt.

¹Eine Auskopplung nach einem anderen Register führt auf eine unterschiedliche PN Sequenz gleicher Länge N .

Lauflänge: 4 Läufe (runs) „Nullen“ & 4 Läufe (runs) „Einsen“, davon die Hälfte, also je 2 runs der Länge 1 ein Viertel, also je 1 run der Länge 2

Die Bedingung für die Laufängen ist erfüllt. Die PN Sequenz ist aber zu kurz um weiter unterteilen zu können.

2.2.1 Die Autokorrelations-Funktion der PN Sequenz

Die Autokorrelations-Funktion (AKF) $R_{cc}(\tau)$ einer periodischen Zeitfunktion $c(t)$ mit einer Periode T ist definiert zu:

$$R_{cc}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} c(t)c(t + \tau)dt \tag{2.4}$$

Die PN Sequenz ändert ihren Wert immer zu den Takt-Zeitpunkten. In diesem Fall kann das Integral für die AKF durch eine Summe ersetzt werden und es genügt dann, Bitweise die Übereinstimmungen (als +1) bzw. Nicht-Übereinstimmungen (als -1) auszuzählen.

In dem gewählten Beispiel ist für die Verschiebung $\tau = 0$, also dann, wenn keine Zeitverschiebung besteht, die Übereinstimmung $N = 15$ mal gegeben. Damit wird $R_{cc}(0) = 15$. Nun werden die beiden zu vergleichenden Sequenzen um 1 Chip ($\tau = T_c$) gegeneinander verschoben. Da es sich bei der PN Sequenz um eine periodische Funktion handelt, sind somit für 15 Werte der Verschiebung τ die Übereinstimmungen zu prüfen. Dabei stellt man fest, daß in 7 Fällen eine Übereinstimmung besteht und in 8 Fällen keine. Für jede andere Verschiebung $\neq N$ (bzw. Vielfache von N) ergibt sich das gleiche Resultat.

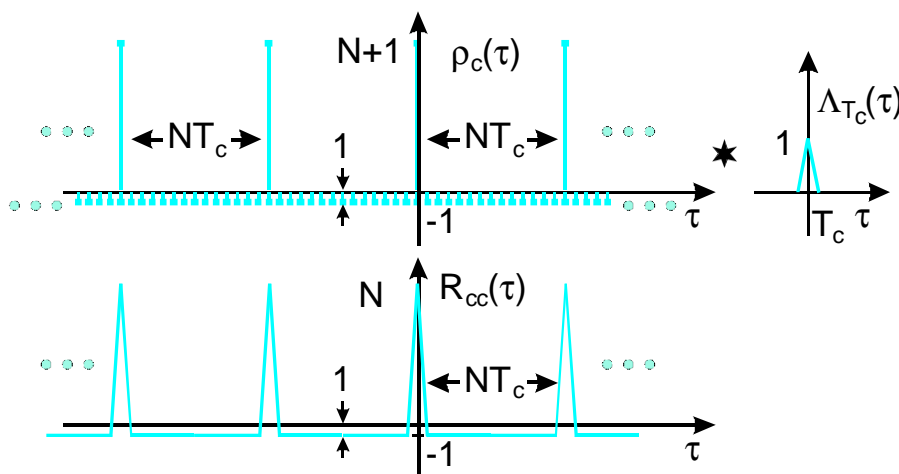


Bild 2.3: Autokorrelations-Funktion (AKF) einer PN Sequenz als Faltung mit \square Funktionen

Werden die so gewonnenen Ergebnisse zu jedem Wert der Verschiebung τ als δ bzw. als δ -Impuls dargestellt, läßt sich dieses auch als Differenz zweier δ -Kämme \square interpretieren, Bild 2.3.

$$\varrho_c(\tau) = (N + 1)\square_{NT_c}(\tau) - \square_{T_c}(\tau) \tag{2.5}$$

Als Form der Chips der PN Sequenz wird das Rechteck \square angenommen. Als AKF eines $\square_{T_c/2}(t)$ Impulses ergibt sich $T_c \wedge_{T_c}(\tau)$.² Damit folgt für die (nicht normierte) AKF einer PN Sequenz:

$$R_{cc}(\tau) = \varrho_c(\tau) * T_c \wedge_{T_c}(\tau) \tag{2.6}$$

Die normierte Form $R_c(\tau)$ der AKF erhält man, wenn auf $R_{cc}(0)$ bezogen wird.

²Die AKF eines \square förmigen Symbols ist \wedge förmig, wie man sich mit Hilfe der „vereinfachten Faltung“ leicht selbst klar machen kann, nachdem hierfür die Korrelation „*“ durch eine Faltung „*“ ersetzt wurde.

$$R_c(\tau) = \frac{R_{cc}(\tau)}{R_{cc}(0)} \quad (2.7)$$

Damit ergibt sich für die normierte AKF $R_c(\tau)$ der PN Sequenz ein Verlauf gemäß Bild 2.4.

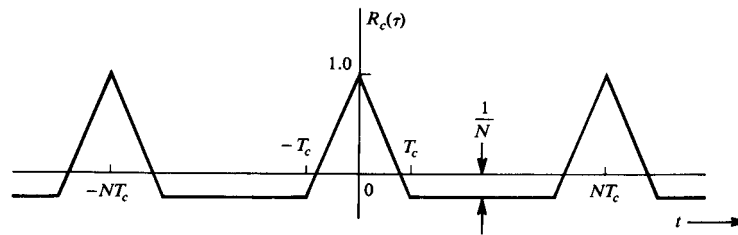


Bild 2.4: Normierte Autokorrelations-Funktion (AKF) einer PN Sequenz

2.2.2 Zur Resistenz gegen Echos im Funk-Kanal

Für sehr lange PN Sequenzen, d.h. N ist sehr groß (und T_c entsprechend kurz) folgt, daß die AKF für $|\tau| > T_c$ praktisch 0 ist, da $\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \rightarrow 0$ geht.

Auf dieser Eigenschaft beruht die Fähigkeit der Spread Spektrum Modulation, mit Echos im Funk-Kanal zurecht zu kommen. Nur das Empfangs-Signal von demjenigen Pfad, auf den synchronisiert ist, wird entspreizt und damit demoduliert. Die Echos (mit Laufzeiten $\tau_{\text{Echo}} > T_c$) werden alle nicht entspreizt und sind dadurch (praktisch) wirkungslos.

2.2.3 Zur genauen zeitlichen und örtlichen Auflösung

Das Global Positioning System (GPS) als bekanntestes Ortungs-System benutzt ebenfalls sehr lange PN Sequenzen. Hierbei wertet der Empfänger mehrere Satelliten-Signale aus und kann dann mit den an einem bestimmten Ort zu dann bekannten Zeiten angekommenen Signalen die Position dieses Ortes berechnen.

2.2.4 Spektrale Leistungs-Dichte einer PN Sequenz

Nach dem Theorem von **Wiener & Chintchine** ist das Leistungs-Dichte-Spektrum $P_c(\omega)$ (PSD *Power Spectrum Density*) die Fourier-Transformierte der AKF, wodurch in diesem Fall (für \square förmige Chips) eine $\left(\frac{\sin(x)}{x}\right)^2$ Form für die Hüllkurve an die Spektralfunktion entsteht. Wegen der Periodizität der AKF besteht $P_c(\omega)$ aus äquidistanten δ -Linien, Bild 2.5.

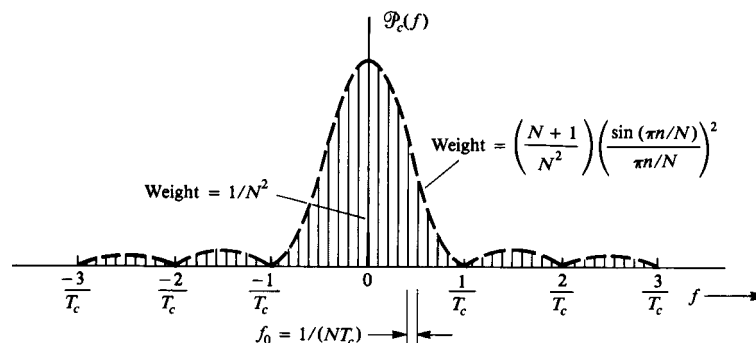


Bild 2.5: Leistungs-Dichte Spektrum (PSD) einer PN Sequenz

Mit der Korrespondenz

$$\text{FT}_{T_c}(\tau) \longleftrightarrow \Omega_c \text{FT}_{\Omega_c}(\omega); \quad \Omega_c = \frac{2\pi}{T_c} \tag{2.8}$$

wird aus Gleichung (2.5):

$$\varrho_c(\tau) \longleftrightarrow \frac{(N+1)}{N} \Omega_c \text{FT}_{\Omega_c/N}(\omega) - \Omega_c \text{FT}_{\Omega_c}(\omega) \tag{2.9}$$

Die Transformierte von $T_c \wedge_{T_c}(\tau)$ ergibt sich zu:

$$T_c \wedge_{T_c}(\tau) \longleftrightarrow \left(T_c \frac{\sin(\omega T_c)}{\omega T_c} \right)^2 \tag{2.10}$$

Daraus folgt für das (normierte) Leistungs-Dichte-Spektrum (PSD power spectrum density)

$$P_c(n) = P_c(n/T_c):$$

$$P_c(n) = \begin{cases} \left(\frac{N+1}{N^2} \right) \left(\frac{\sin(\pi n/N)}{\pi n/N} \right)^2 & \text{für } n \neq 0 \\ \frac{1}{N^2} & \text{für } n = 0 \end{cases} \tag{2.11}$$

2.3 Kreuz-Korrelation von PN Sequenzen

Für Schiebe-Register mit Längen $m \geq 5$ gibt es mehrere Möglichkeiten für Anzapfungen, welche alle die maximale Länge von $N = 2^m - 1$ haben, Tabelle 1, wobei jede dieser Konfigurationen auf eine andere PN Sequenz führt. Jede dieser möglichen PN Sequenzen hat dabei die gleiche (nicht normierte) AKF, die für die Verschiebung $\tau = 0$ ein Maximum der Größe N hat.

Wenn man die Bildung der AKF als Form einer „verallgemeinerten Resonanz“ versteht³, können damit offensichtlich entsprechend gespreizte Signale eindeutig empfangsseitig erkannt (und damit wieder entspreizt) werden.

Die Frage, die sich daraus ergibt ist, ob die Kreuz-Korrelationen (KKF) der unterschiedlichen PN Sequenzen (gleicher Länge) für jede mögliche Verschiebung τ genügen kleine Werte ergeben, damit sich z.B. in einer Anwendung bei einem CDMA System (CDMA Code Division Multiplex Access) die Teilnehmer sich gegenseitig möglichst wenig stören.

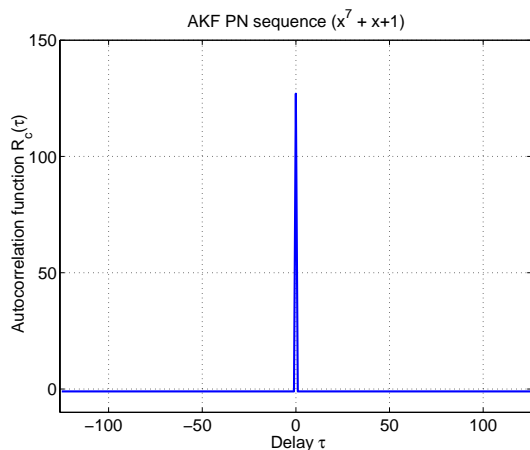


Bild 2.6: AKF einer PN Sequenz der Länge $2^7 - 1$ (für alle zugelassenen Anzapfungen)

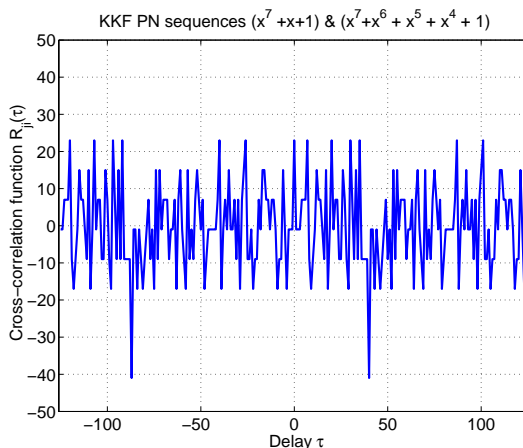


Bild 2.7: KKF zweier PN Sequenzen der Länge $2^7 - 1 = 127$ (mit Anzapfungen [7, 1] und [7, 6, 5, 4])

Als Beispiel hierzu werden zwei Schiebe-Register der Länge $m = 7$ mit den Anzapfungen [7, 1] und [7, 6, 5, 4] betrachtet, und deren AKFs und die KKF gebildet, Bilder 2.6 und 2.7. Die PN Sequenzen sind in den Bildern 2.6 und 2.7 in Polynomform angegeben.

³Zur „verallgemeinerten Resonanz“ siehe Signale und Systeme, Kapitel „Frequenz, Spektrum, Resonanz“ (FSR).

$$x^7 + x + 1 \quad \text{bzw.} \quad x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + 1 \quad (2.12)$$

Aus diesem Beispiel kann man erkennen, daß die KKF für bestimmte Verschiebungen (*delay*) τ erhebliche Amplituden annehmen kann, hier z.B. -41 (normiert: $-41/127 \approx -1/3$).

2.3.1 Gold-Codes

Eine der Möglichkeiten, zu günstigeren Werten für die KKF zu kommen, sind die Gold-Codes. Gold-Codes (Gold PN Sequenzen) entstehen aus der EXOR Verknüpfung zweier PN Schiebe-Register gleicher Länge, jedoch mit unterschiedlichen Anzapfungen.

Als Beispiel dazu werden die beiden zuvor verwendeten Schiebe-Register (SR) der Länge $m = 7$ betrachtet, Bild 2.8.

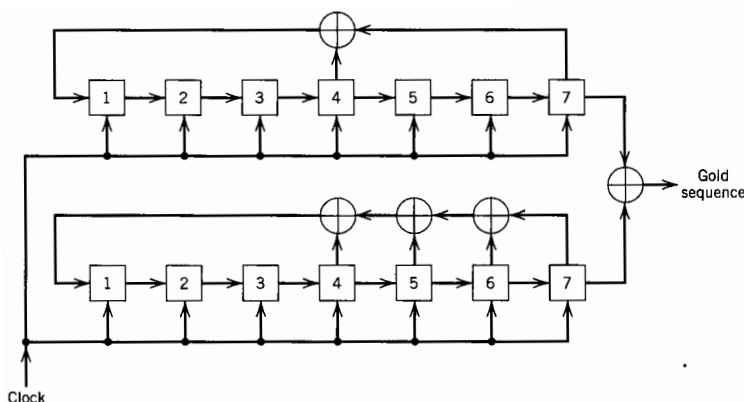


Bild 2.8: Generator für Gold-Sequenzen der Länge $N = 2^7 - 1 = 127$

Ein Gold-Generator hat viele Freiheitsgrade, da die beiden SR mit jeweils $2^n - 1$ verschiedenen Anfangswerten starten können, wobei es hierbei auf die dabei möglichen Unterschiede ankommt. Allerdings ist nicht jeder beliebige Anfangswert zulässig. Dadurch ergeben sich insgesamt (nur) $2^n + 1$ (unterschiedliche) Gold-Sequenzen, die von dem Generator Bild 2.8 erzeugt werden können.

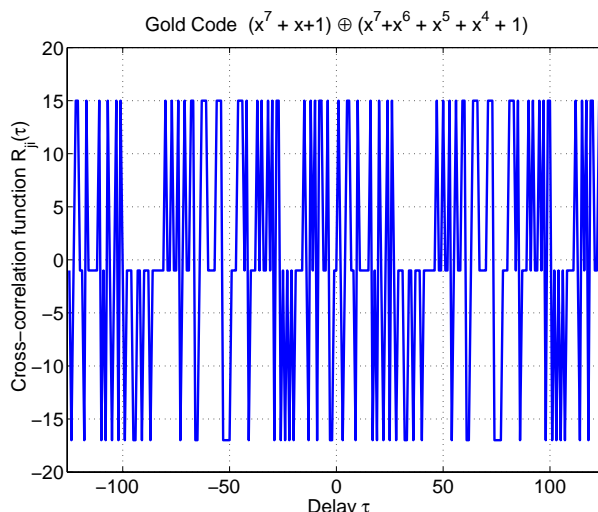


Bild 2.9: KKF zweier Gold-Sequenzen der Länge $N = 2^7 - 1 = 127$. Es treten nur 3 verschiedene Amplituden-Werte auf.

Gold hat allgemein gezeigt, daß die KKF's sämtlicher hiermit erzeugbaren Gold-Sequenzen betragsmäßig den Wert $2^{(n+1)/2} + 1$ bei Generatoren mit einer ungeraden Anzahl von SR nicht überschreiten. Im gewählten Beispiel ist das $2^4 + 1 = 17$. Bild 2.9 zeigt ein Beispiel für die KKF zweier mit dem Gold-Generator gemäß Bild 2.8 erzeugten Gold-Codes.

Bemerkenswert an der KKF zweier Gold Sequenzen ist, daß nur 3 verschiedene Werte für die Amplitude vorkommen.

2.4 Hadamard- oder Walsh-Codes

Die Walsh-Funktionen sind periodisch und stellen ein orthogonales Funktionen-System dar. Werden 2 (beliebige) unterschiedliche Walsh-Funktionen mit einander multipliziert und dann über eine ganze Periode integriert, ergibt sich der Wert 0. Wenn 2 (beliebige) gleiche Walsh-Funktionen dieser Operation unterzogen werden, ergibt sich dagegen ein (jeweils gleich großes) Maximum.⁴

Agrund ihrer Orthogonalität werden Walsh-Funktionen als Hadamard Spreiz-Codes in CDMA Systemen angewendet. Bild 2.10 zeigt den Zeitverlauf der hierfür verwendeten Walsh-Funktionen.⁵

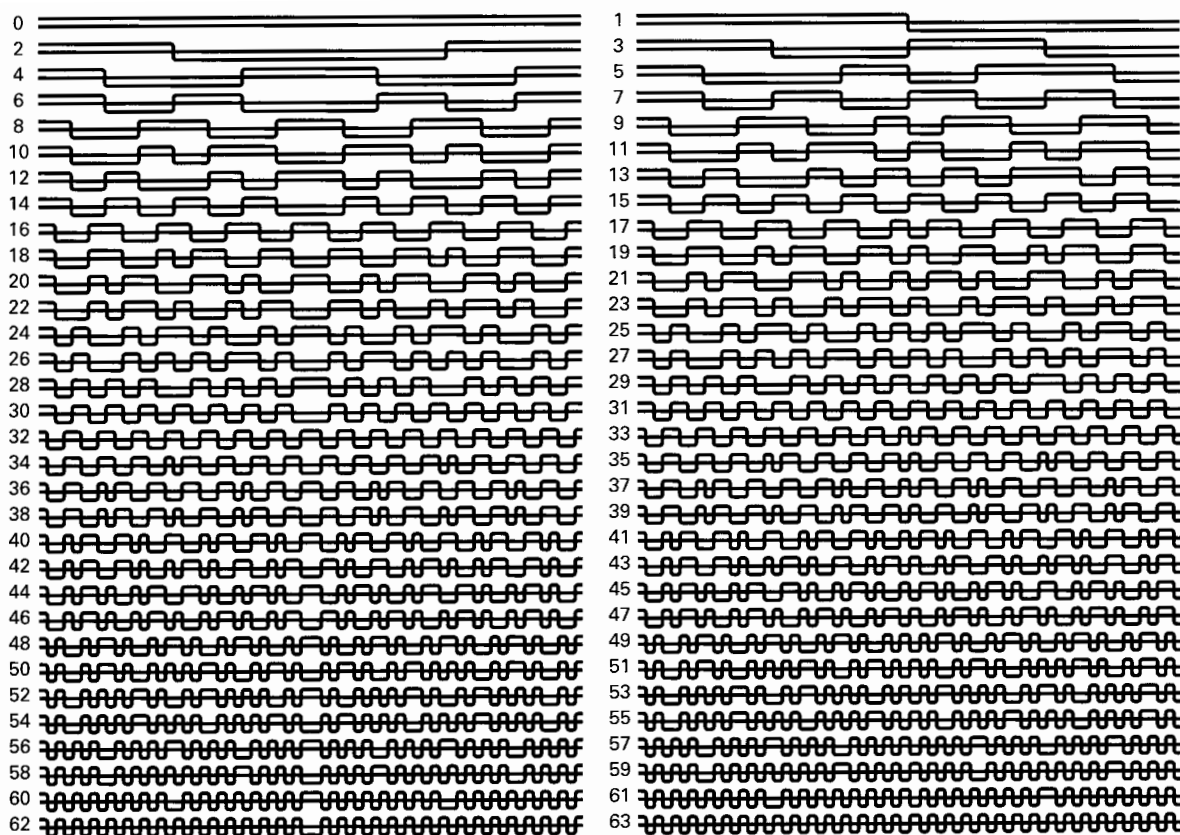


Bild 2.10: Walsh-Funktionen entsprechend zu *cal* (even) und *sal* (odd) bis 63. Ordnung.

3 Direct Sequencing Spread Spectrum

Das Direct Sequencing Spread Spectrum (DSSS) Verfahren wurde ganz pauschal bereits in Bild 1.1 (Seite 1) dargestellt. Nachdem zunächst die Eigenschaften der Spreiz-Code im Vordergrund waren, soll nun auf weitere System-Aspekte eingegangen werden.

⁴Dies ist die Orthogonalitäts-Bedingung. Technisch kann dies auch als „verallgemeinerte Resonanz“ aufgefaßt werden.

⁵Gegenüber der üblichen Definition der Walsh-Funktionen sind in Bild 2.10 alle Verläufe in geraden Zeilen (von oben durchgezählt) invertiert.

3.1 Modulationen für DSSS

Als digitale Modulationen für DSSS sind 2PSK und 4PSK üblich. Dies ist im Prinzip deshalb ausreichend, weil anschließend sowieso spektral gespreizt wird. Auch eine Verrundung der Symbole ist infolge der spektralen Spreizung von geringem Interesse.

Eine höherstufige Modulation, die ansonsten zur Verminderung der Übertragungs-Bandbreite verwendet wird, ist bei DSSS nicht allgemein üblich, da dies empfangsseitig mit einem erhöhten Aufwand verbunden ist.¹

Für die Kombination von Digitaler Modulation und Spreiz-Code sind folgende Varianten üblich.

- 2PSK mit Spreiz-Code
- 4PSK mit Spreiz-Code
- 2PSK mit I/Q Spreiz-Code
- 4PSK mit I/Q Spreiz-Code

Für die Blockschaltbilder werden sowohl die Digitalen Signale als auch die Chips der Spreiz-Codes als bipolare Zeitfunktionen angesetzt und die jeweilige Verknüpfung multiplikativ angenommen. Da beide Verknüpfungen als Multiplikationen (bzw. EXOR Verknüpfungen) dargestellt werden können, gilt das kommutative Gesetz der Multiplikation, $M \cdot S = S \cdot M$. Damit ist also die Reihenfolge von Multiplikation M und Spreizung S beliebig und nur eine Frage der technischen Realisierung. In Bild 3.1 ist die Reihenfolge Modulation \rightarrow Spreizung gewählt.

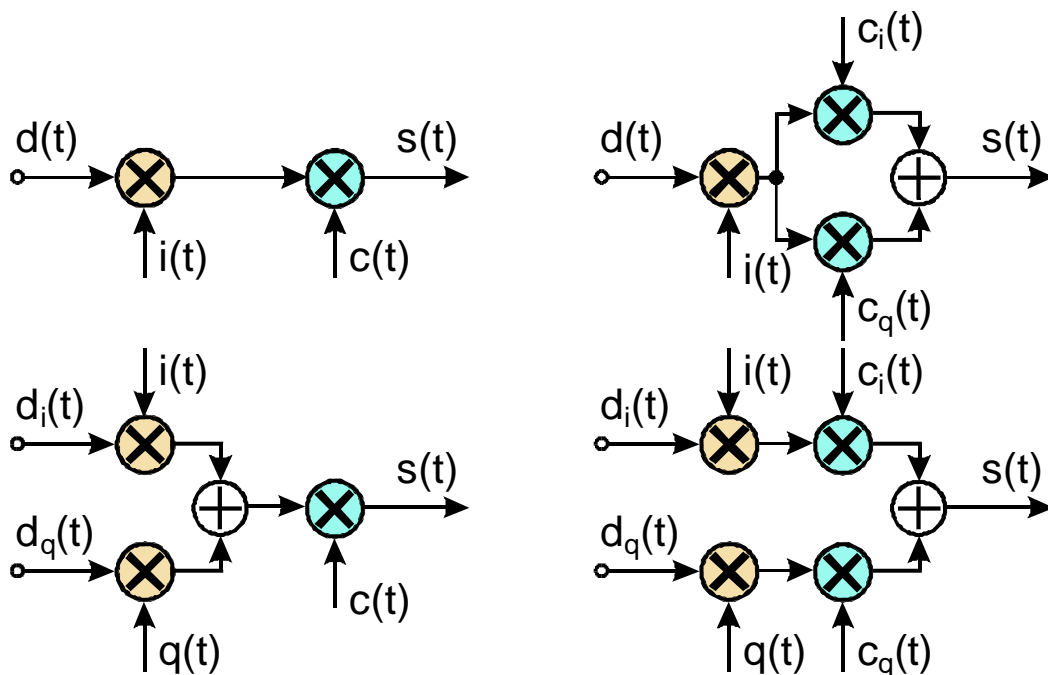


Bild 3.1: 2PSK mit Spreiz-Code, 2PSK mit I/Q Spreiz-Code (obere Zeile), 4PSK mit Spreiz-Code, 4PSK mit I/Q Spreiz-Code (untere Zeile). Jeweils linker Teil: Modulation; rechter Teil: Spreizung.

Ein I/Q Spreiz-Code besteht aus 2 gleich langen, jedoch ansonsten unterschiedlichen Codes $c_i(t)$ und $c_q(t)$.

I/Q gespreizte Signale sind schwerer zu entdecken und bezüglich mancher Störungen auch weniger empfindlich.

¹Der Vorteil einer höherstufigen Modulation besteht in ihrer größeren Spektralen Effizienz, ausgedrückt in Bit/sec/Hz.

3.2 Demodulation von DSSS

3.2.1 Prinzip des Entspreizens der Daten

Die im Sender erfolgte Spreizung des Datensignals muß im Empfänger wieder aufgehoben werden. Dies ist bei Verwendung von binären Spreiz-Codes besonders einfach möglich. Zur Veranschaulichung der Wirkungsweise der Ent-Spreizung werden die Daten und der Spreiz-Code als Binär-Signale betrachtet. Damit erhält man das folgende vereinfachte Blockschaltbild (für eine Darstellung im Basisband), Bild 3.2.

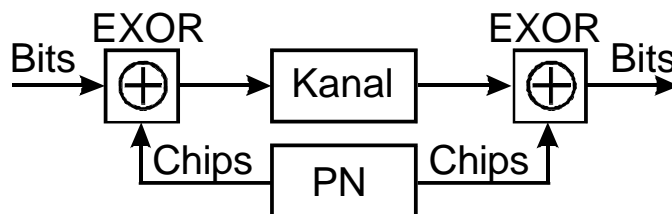


Bild 3.2: Spreizen und Entspreizen über EXOR Verknüpfungen

Bezüglich der Nutzbits liefert die 2-fache EXOR-Verknüpfung mit dem Spreiz-Code eine perfekte Wiederherstellung des Datensignals. Wird eine (unipolare) PN Sequenz mit sich selbst EXOR verknüpft, so gibt das einen konstanten Wert. Das gleiche gilt, wenn eine (bipolare) PN Sequenz mit sich selbst multipliziert wird.

$$c(t) \oplus c(t) = 1, \quad c(t) \text{ unipolar}; \quad c(t) \cdot c(t) = 1, \quad c(t) \text{ bipolar} \quad (3.1)$$

3.2.2 Demodulation des entspreizten Signals

Im Empfänger kommt zuerst die Entspreizung und danach die Demodulation. Es ergibt sich folgendes Blockschaltbild für den DSSS Empfänger, Bild 3.3.

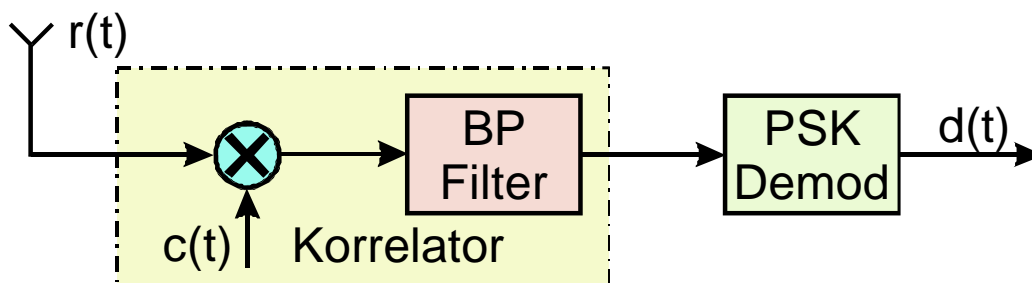


Bild 3.3: DSSS Empfänger

Das BP Filter im Korrelator hat die Bandbreite der ungespreizten Digitalen Modulation. Diese wird anschließend in einem Digitalen Demodulator demoduliert.

3.3 Der Processing Gain

Das digitale Signal habe (vor der Spreizung) die Bandbreite B_m entsprechend zur Datenrate R . Das Spreiz-Signal habe die Bandbreite $B_s = B_c$ entsprechend zur Chip-Rate R_{Ch} . Die Bandbreite des gespreizten Signals B_{ss} läßt sich für praktische Fälle, bei denen $R_{Ch} \gg R$ ist, hinreichend genau dadurch abschätzen, daß hierfür sowohl für das digitale Signal als auch für das Spreiz-Signal eine rechteckförmige Spektral-Belegung angenommen wird. Die Multiplikation von Datensignal mit dem Spreiz-Signal führt im Spektrum zu einer Faltung, die sich mit Hilfe der getroffenen Annahmen besonders einfach ausführen läßt und dann auf eine Trapez-Form führt.

Die Bandbreite des Faltungs–Produktes B_{ss} , auf die es hierbei ankommt, ist die Summe der Bandbreiten B_m und $B_c = B_s$. Für große Spreiz–Faktoren ist dies näherungsweise B_c .

$$B_{ss} = B_m + B_c \approx B_c \quad \text{für} \quad B_c \gg B_m \tag{3.2}$$

Da die Symbol–Rate $R_s \approx B_m$ und die Chip–Rate $R_{Ch} \approx B_c$ ist, gilt auch:

$$B_{ss} \approx R_{Ch} \tag{3.3}$$

Wie im Abschnitt 1.1 (Seite 1.1) bereits erwähnt ist, wird durch die empfangsseitige Entspreizung des Nutz–Signals gleichzeitig ein Stör–Signal gespreizt. Die Energie des Störsignals wird damit auf die volle Bandbreite verteilt und entsprechend gering ist dann der Störanteil, der in die Bandbreite des Filters im Korrelator fällt.

Andererseits wird das Nutzsignal ent–spreizt, so daß dessen Energie vollständig in die Bandbreite des Filters im Korrelator fällt und damit voll am Demodulator zur Verfügung steht.

Auf diesem Effekt beruht der Gewinn (*processing gain*), der typisch für die Spread Spektrum Verfahren ist. Dies läßt sich sehr einfach graphisch anhand der dabei auftretenden Spektren erklären, Bilder 3.4 und 3.5.

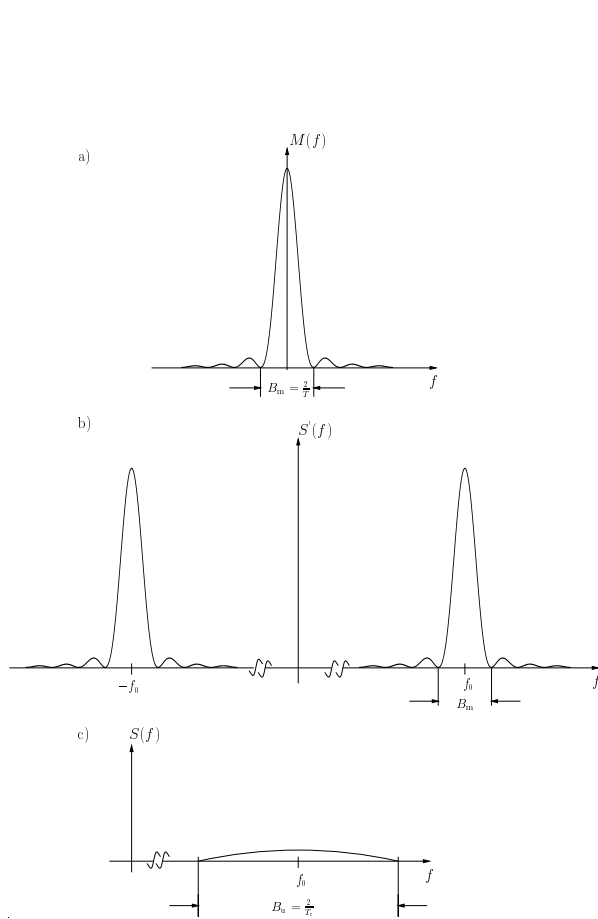


Bild 3.4: Leistungsdichte–Spektrum der Daten vor und nach der Spreizung

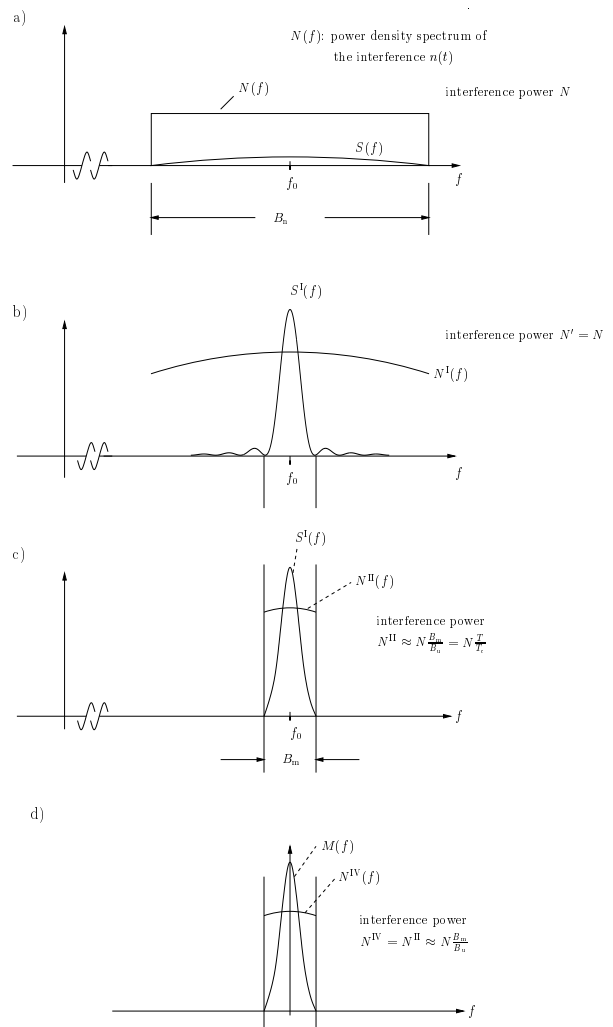


Bild 3.5: Leistungsdichte–Spektrum von Störung und Daten vor und nach der Ent–Spreizung

Empfangsseitig ist das Nutz–Signal spektral durch die Störung (Interferenz) völlig verdeckt und nicht

erkennbar. Nach der Ent-Spreizung überragt das Nutz-Signal jedoch die Störung. Die Störung wird bei dieser Prozedur gespreizt und deren Leistungs-Dichte entsprechend vermindert. Diese Aussage gilt für Interferenz-Störungen (Jammer), die eine endliche Bandbreite haben.

Das Signal zu Geräusch-Verhältnis wird vor allem aber dadurch verbessert, daß das BP Filter des Korrelators auf die Bandbreite des Nutz-Signals beschränkt ist. Am Ausgang dieses Filters ist somit nur noch ein Bruchteil der Stör-Leistung vorhanden, aber die gesamte Signal-Leistung.

Die damit erzielte Verbesserung des Signal zu Geräusch-Abstandes wird mit Processing Gain G_p bezeichnet. Dieser ist in erster Näherung proportional zum Verhältnis der Bandbreiten von gespreiztem zu un-gespreiztem Signal.

$$G_p \approx \frac{B_c}{B_m} = \frac{R_{Ch}}{R_s} \quad (3.4)$$

3.3.1 Auswirkung des De-Spreading auf Weißes Rauschen

Unter dem Aspekt der Störung eines Signals auf dem Übertragungsweg ist das Gauß-verteilte Weiße Rauschen (WR) ein Störer (*Jammer*) mit (theoretisch) ∞ großer Störleistung. Dies folgt daraus, daß das WR (theoretisch) eine ∞ große Bandbreite hat.

Trotzdem kann in Anwesenheit eines solchen Störers eine sinnvolle Übertragung stattfinden, da das Nutz-Signal seine Leistung auf eine endliche Bandbreite beschränkt und damit die im Empfänger wirksame Störleistung übertrifft.

Es stellt sich die Frage, ob bezüglich WR mit Hilfe einer Spread Spektrum Übertragung ein Processing Gain realisierbar ist. Diese Frage muß verneint werden.

Da WR (theoretisch) eine ∞ große Bandbreite hat, ändert sich daran auch nichts, wenn WR im Empfänger (erneut) einem Spreading-Prozeß unterworfen wird. Die Spektrale Leistungs-Dichte von WR bleibt dadurch unverändert, Bild 3.6. Das de-spreadete Signal enthält damit den gleichen Anteil an Rauschleistung, wie es ein nicht gespreizt übertragenes Signal im Empfänger aufweist.

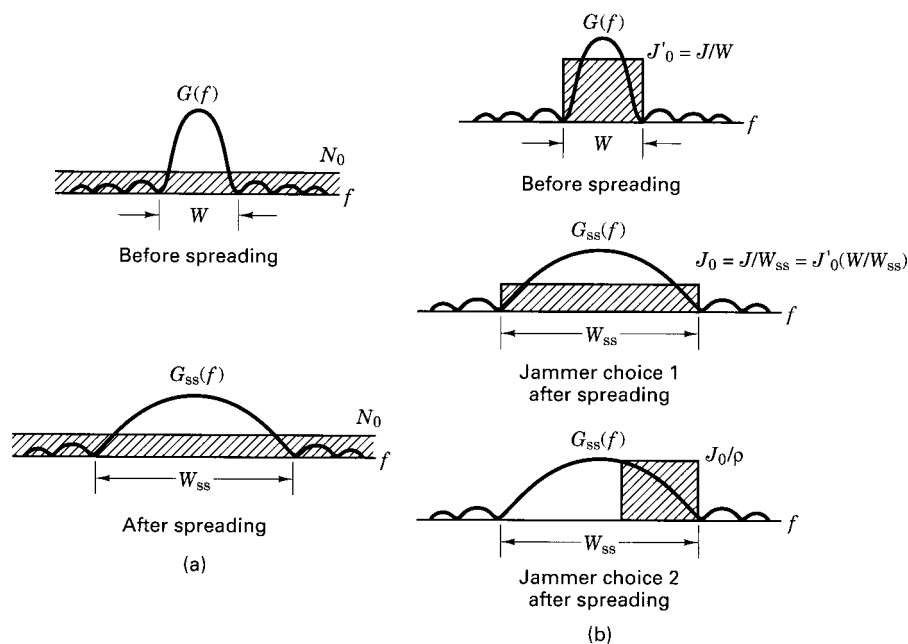


Bild 3.6: Auswirkungen von Weißem Rauschen und Jammer im Spektrum

Anders sieht der Fall aus, wenn ein absichtlicher (oder unabsichtlicher) bandbegrenzter Störer auf die Übertragung einwirkt. Es sei ein böswilliger Störer unterstellt, wie es bei militärischen Anwendungen vorkommt. Dieser hat nur eine endliche Sendeleistung zur Verfügung. Wird für eine Übertragung nun ein Spread Spektrum Verfahren gewählt, muß der Störer sich entscheiden, ob er seine Störleistung auf die ge-

samte Bandbreite $B_{ss} = W_{ss}$ aufteilt (und damit die Leistungs-Dichte J'_0 auf J_0 verringert) oder ob er in einem Teil-Band stört (und er damit seine Leistungs-Dichte auf J_0/ρ erhöhen kann).

Wie immer er sich entscheidet, wird aufgrund des empfangsseitigen Spreading ein Teil der Störleistung außerhalb des Durchlaß-Bereichs des BP Filters des Korrelators sein und dadurch die Sörwirkung geschwächt werden. Abhängig von den gewählten Parametern der Modulation kann die eine oder die andere Strategie des Jammers wirkungsvoller sein.²

4 Frequency Hopping Verfahren

Während die zuvor behandelten DSSS Verfahren die Interferenzen (durch Jammer etc.) vermindern, versuchen die FHSS Verfahren (FHSS *Frequency Hopping Spread Spectrum*) die Interferenzen zu vermeiden. Die zunächst erzeugte digitale Modulation wird dadurch gespreizt, daß sie spektral mittels eines Mischers und (agilen) Umsetz-Oszillators in zeitlicher Abfolge innerhalb eines breiten Frequenzbereiches verteilt wird. Zur Steuerung der Frequenz des Umsetz-Oszillators werden PN Sequenzen (z.B. Gold Sequenzen) eingesetzt, Bild 4.1. Das BP Filter am Sender-Ausgang muß daher eine ausreichend große Bandbreite aufweisen.

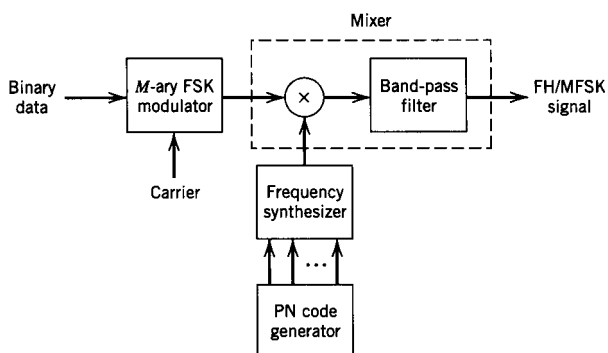


Bild 4.1: Frequency Hopping Modulator

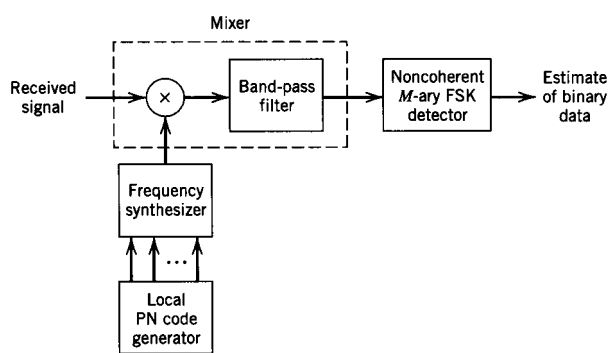


Bild 4.2: Frequency Hopping Demodulator

Der Empfänger verwendet die gleiche PN Sequenz zur synchronen Steuerung seines Umsetzoszillators, Bild 4.2. Das BP Filter des Empfängers hat nur die (geringe) Bandbreite, die für die digitale Modulation erforderlich ist. Die Baugruppen Frequenz-Synthesizer, Mischer und Bandpaß wirken zusammen als **Korrelator**, entsprechend zum DSSS Verfahren.

Da Sender und Empfänger nach jedem Hop einschwingen müssen, ist die Verwendung eines Modulations-Verfahrens, das im Empfänger eine synchrone Demodulation erfordert, nicht möglich. Daher wird die **asynchrone L-FSK** (L stufiges Frequency Shift Keying) eingesetzt.

Bezüglich der Hopping Frequenz unterscheidet man 2 Fälle:

Slow Frequency Hopping : Während der Dauer einer Frequenz-Einstellung des Frequenz-Synthesizers, bzw. eines Hops, werden mehrere Symbole übertragen.

In diesem Fall ist die Symbol-Dauer kürzer als die Hop-Dauer. Die Symbol-Rate wird dann als Chip-Rate bezeichnet.

Fast Frequency Hopping : Während der Dauer eines Symbols ändert sich die Frequenz des Synthesizers mehrfach. Pro Symbol werden mehrere Hops ausgeführt.

Hier ist die Hop-Dauer kürzer als die Symbol-Dauer. Daher bestimmt die Hop-Dauer die Chip-Rate.

Allgemein gilt, daß die Chip-Rate R_{Ch} durch den größeren der beiden Werte von Hop-Rate R_h und Symbol-Rate R_s bestimmt wird.

$$R_{Ch} = \max(R_h, R_s) \quad (4.1)$$

²Es gibt diesbezüglich kein optimales Modulations- bzw. Spreading-Verfahren, aber auch keine universelle Jamming Strategie.

4.1 FHSS Processing Gain

Der Processing Gain des FHSS Verfahrens berechnet sich nach der gleichen Formel wie beim DSSS Verfahren.

$$G_p \approx \frac{B_c}{B_m} = \frac{R_{Ch}}{R_s} \quad (4.2)$$

Hierbei ist als B_c die gesamte beim Hopping verwendete Bandbreite zu nehmen, entsprechend zur Chip-Rate R_{Ch} . B_m ist die Bandbreite der digitalen Modulation, entsprechend zur Symbol-Rate R_s , hier also der L -ary FSK (L-FSK).

Das Ergebnis erscheint auf den ersten Augenblick paradox, denn bei FHSS „sieht“ man ja direkt, in welchem Teilbereich des Spektrums zu welchem Zeitpunkt eine Signal-Leistung vorhanden ist.

Versteht man ein Spektrum jedoch als Ergebnis der Messung mit Hilfe einer Filter-Bank mit infinitesimal schmalen Filtern, die beliebig lange (ein-) und ausschwingen, erkennt man, daß obiger Ansatz für G_p zutrifft.¹

Die Länge des PN Segmentes, das zur Steuerung der Frequenzen verwendet wird sei k .² Damit läßt sich der Processing Gain bequem in dB ausdrücken.

$$\frac{G_p}{\text{dB}} = 10 \log_{10} 2^k \approx 3k \quad (4.3)$$

Hierbei ist unterstellt, daß der Jammer seine Energie gleichmäßig auf die gesamte Bandbreite B_s verteilt. Konzentriert er jedoch seine Energie auf wenige der verwendeten Hop-Frequenzen, fällt der Processing Gain geringer aus.

4.2 Slow Frequency Hopping

Die Chip-Rate R_{Ch} ist hier gleich der Symbol-Rate R_s .

$$R_{Ch} = R_s \quad (4.4)$$

Ist $L = 2^l$ die Anzahl der von der FSK verwendeten Frequenzen, ergibt sich die Bit-Rate R_b zu:

$$R_b = R_s \cdot \log_2 L = R_s \cdot l \quad (4.5)$$

Diese Frequenzen müssen so gewählt sein, daß sie jeweils um ein ganzes Vielfaches der Chip- bzw. Symbol-Rate $R_{Ch} = R_s$ auseinander liegen, wodurch sie zu einander orthogonal werden. Dadurch wird empfangsseitiges Übersprechen zwischen den einzelnen Frequenzen im FSK-Demodulator verhindert.

Als Beispiel sollen die Parameter gemäß Tabelle 2 gewählt werden.

Zahl der L-FSK Töne	$L=4$
Bits pro L-FSK Symbol	$l=2$
Länge des PN Segments	$k=3$
Zahl der Hop-Frequenzen	$2^k=8$

Tabelle 2: Parameter eines FHSS Systems

In diesem Beispiel wird eine neue Hop-Frequenz gewählt, wenn 2 Symbole (entsprechend zu 4 Bits) übertragen sind.

Stellt man die zur Übertragung verwendeten Frequenzen über der Zeit dar, erhält man für Slow-Frequency Hopping eine Grafik gemäß Bild 4.3. Im oberen Teil sind die beim Hopping verwendeten Frequenzen gezeigt und im unteren Teil die empfangsseitig „de-hoppte“ Abfolge, die eine 4-FSK darstellt.

¹Der Messung mit einer solchen Filter-Bank entspricht eine Spektrums-Berechnung nach Fourier.

Bei DSSS ist ebenfalls nicht zu jedem Zeitpunkt die Leistung innerhalb B_s gleichmäßig verteilt. Die Änderungen sind nur viel schneller und können daher auch leichter ausgemittelt werden.

²Die gesamte Länge der PN Sequenz ist $N = 2^m - 1$. Dies ist aber keine 2er Potenz. Da die Anzahl L der Hop-Frequenzen aber eine 2er Potenz sein soll, wird ein Ausschnitt aus der PN Sequenz zur Steuerung des Frequenz-Synthesizers verwendet.

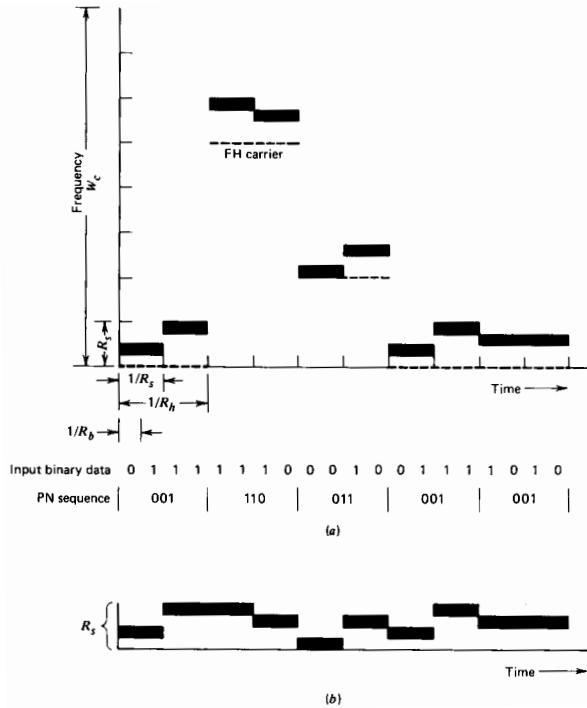


Bild 4.3: Slow Frequency Hopping

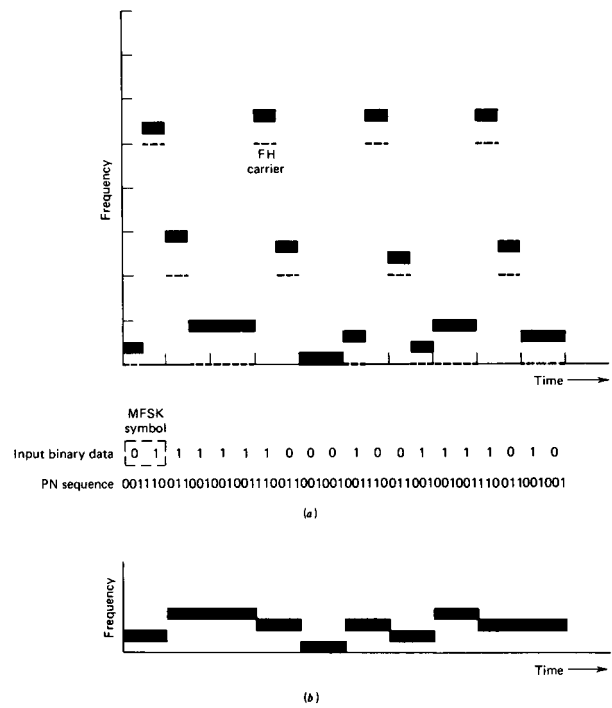


Bild 4.4: Fast Frequency Hopping

4.3 Fast Frequency Hopping

Bei einem Fast Frequency Hopping System wird die Hop-Frequenz mehrfach pro Symbol geändert. Der Vorteil besteht dabei darin, daß ein absichtlicher Störer (Jammer) dadurch weniger Zeit hat, um das gesendete Signal zu analysieren.

Es gelten auch hier die Parameterwerte gemäß Tabelle 2. Im Unterschied zum vorigen Beispiel werden hier nun 2 Hops pro Symbol ausgeführt, was damit 1 Hop pro Bit bedeutet, Bild 4.4. Die Chip-Rate wird damit gleich der Bit-Rate.

Würde man die Chip-Rate weiter erhöhen, so daß z.B. 3 Hops pro Symbol erfolgen, könnte im Empfänger zusätzlich eine Mehrheits-Entscheidung möglich werden, wenn Teile eines Symbols gestört empfangen werden. Das wäre ein einfacher Fall einer zusätzlichen Fehlerschutz-Codierung.

4.4 Time Hopping

Bei Time Hopping (THSS) Systemen werden zeitliche Rahmen zu je M Zeitschlitzen gebildet. Pro Rahmen wird in einem Schlitz mit einer digitalen Modulation übertragen, Bild 4.5.

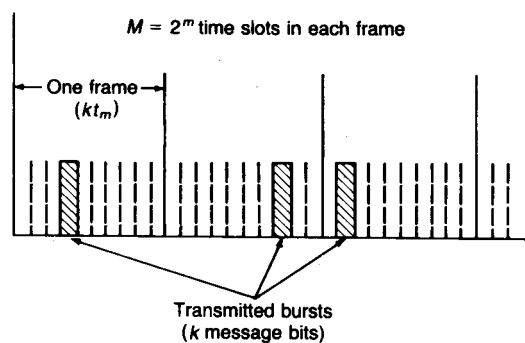


Bild 4.5: Prinzip des Time Hopping Verfahrens

THSS eignet sich für Übertragungen, bei der die mittlere Sende-Leistung begrenzt ist, jedoch nicht die Spitzen-Leistung.

4.5 Chirp Verfahren

Hierzu wird bei einem DSSS Verfahren der PN Generator durch einen Chirp Generator ersetzt. Ein Chirp ist eine Cos-förmige Schwingung, bei der die Trägerfrequenz z.B. linear erhöht wird, Bild 4.6.

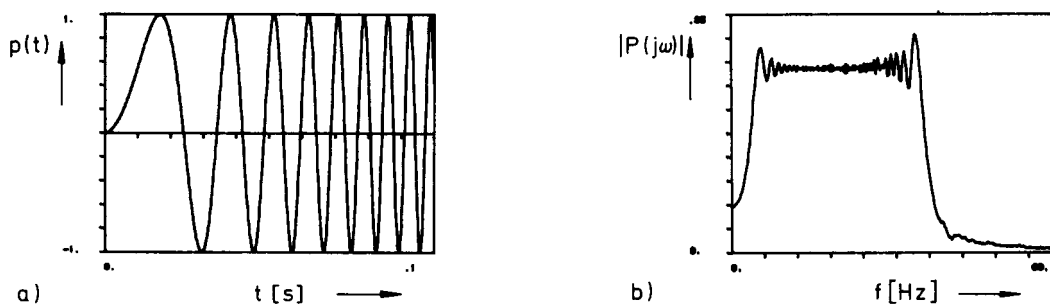


Bild 4.6: Chirp-Signal und Chirp-Spektrum

Chirps können auch zur Messung einer Impulsantwort anstatt eines ∞ hohen δ -Impulses verwendet werden.³ Mit Hilfe eines Matched Filters, das als Impulsantwort den zeitgespiegelten Chirp hat, kann der empfangene Chirp wieder zu einem Nadel-Impuls komprimiert werden. Anstatt eines Matched Filters kann auch ein Korrelator verwendet werden.

Literatur

- [1] Simon, M.K.; Omura, J.K.; Scholtz, R.A.; Levitt, B.K.: *Spread Spectrum Communications*, Computer Science Press, 1985
- [2] Simon, M.K.; Omura, J.K.; Scholtz, R.A.; Levitt, B.K.: *Spread Spectrum Communications Handbook, Electronic Edition*, McGraw-Hill, 2002
- [3] Sklar, B.: *Digital Communications, Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 2nd ed. 2001
- [4] Haykin, S.: *Communication Systems*, Wiley, 4th ed. 2001
- [5] Ziemer, R.E.; Peterson, R.L.: *Introduction to Digital Communication*, MacMillan, 1992
- [6] Couch II, L.W.: *Digital and Analog Communication Systems*, MacMillan, 4th ed. 1993
- [7] Cooper, G.R.; McGillem, C.D.: *Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw-Hill 1986
- [8] Harmuth, H.F.: *Transmission of Information by Orthogonal Functions*, Springer, 2nd printing, 1970
- [9] Proakis, J.G.: *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2nd. ed. 1989
- [10] Klostermeyer, R.: *Digitale Modulation*, Vieweg, 2001
- [11] Lüke, H.D.: *Korrelationssignale*, Springer, 1992
- [12] Natke, H.G.: *Einführung in Theorie und Praxis der Zeitreihen- und Modalanalyse*, Vieweg, 1983
- [13] Baier, P.W., Weber, T.: *Fundamentals of Mobile Communications*, Uni Kaiserslautern, 2000

³Fledermäuse benutzen Chirps zur Echo-Messung. („Chirp-Radar“)