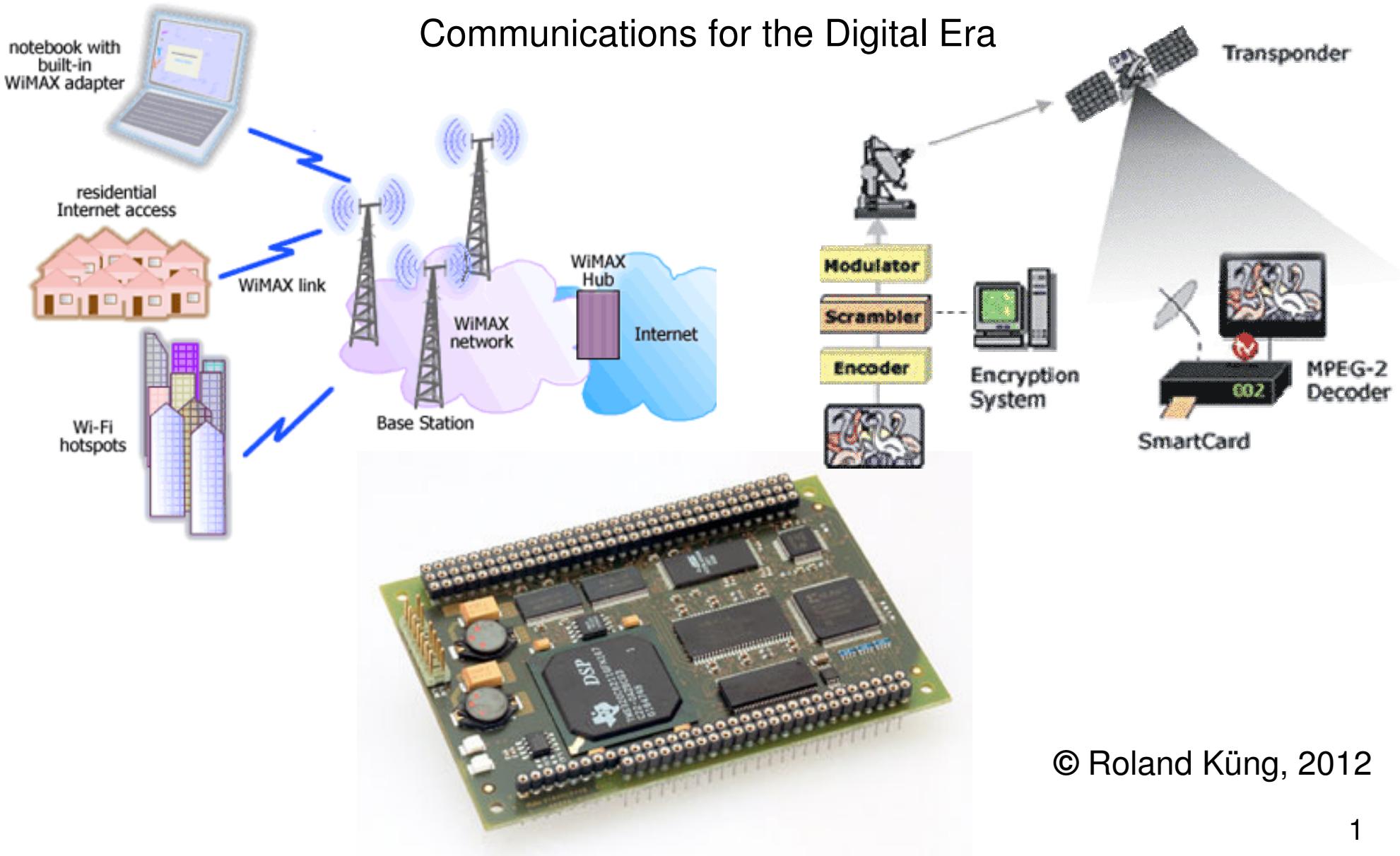


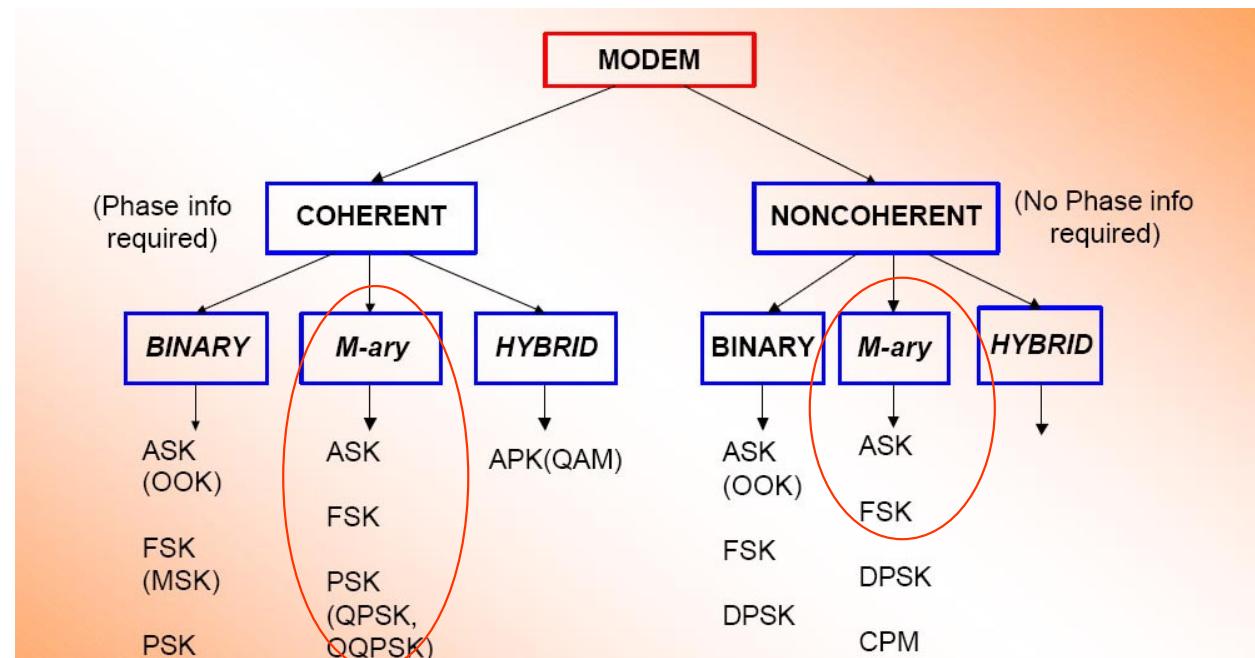
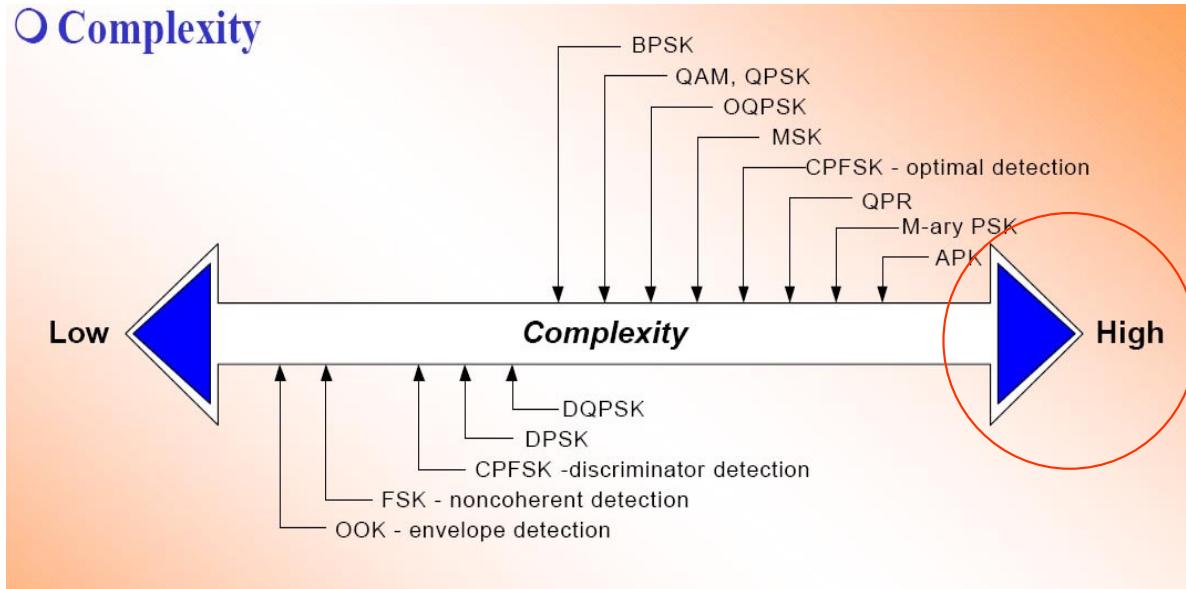
# M-ary Modulation & OFDM



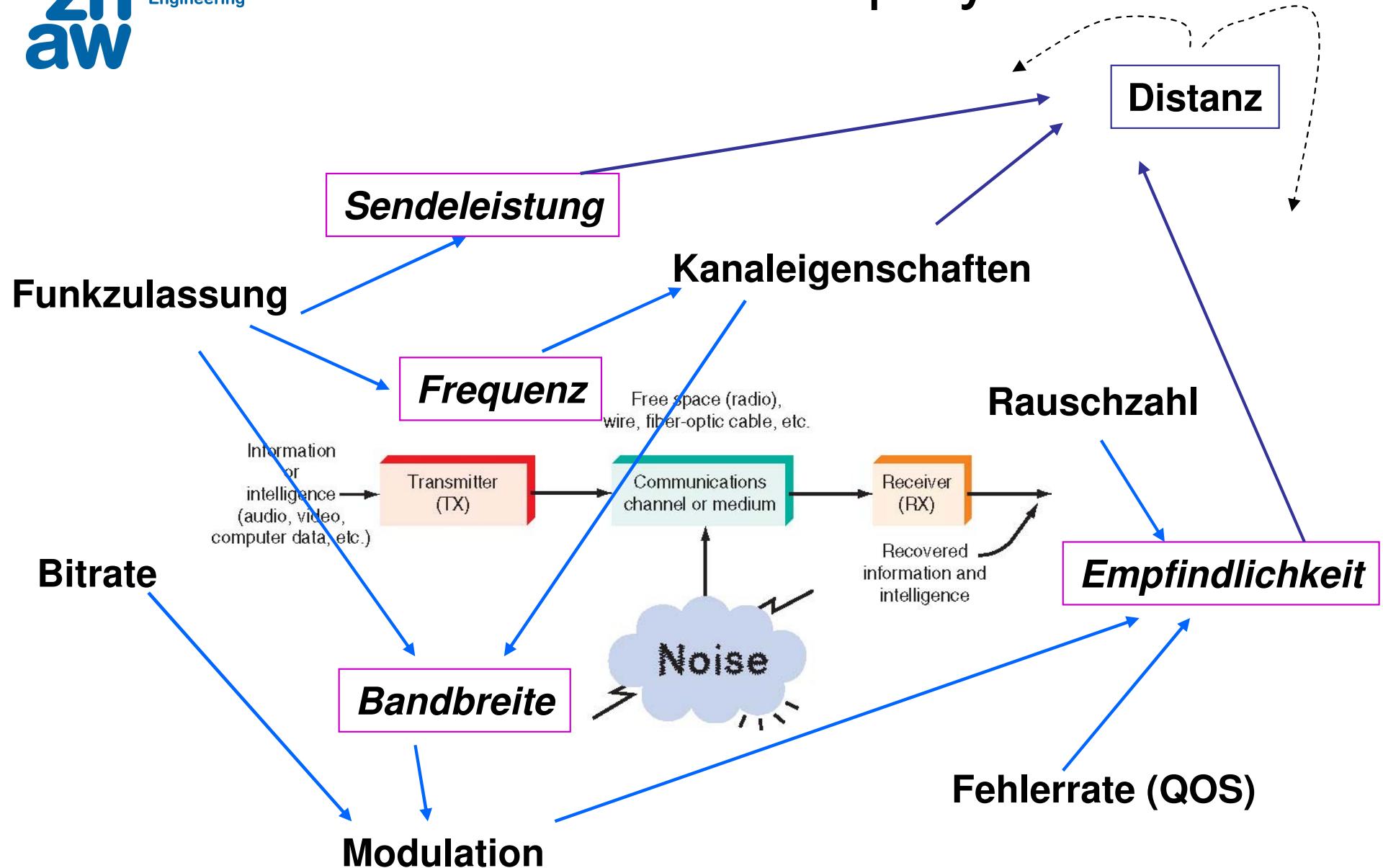
© Roland Küng, 2012

# Mehr Datenrate

## Complexity

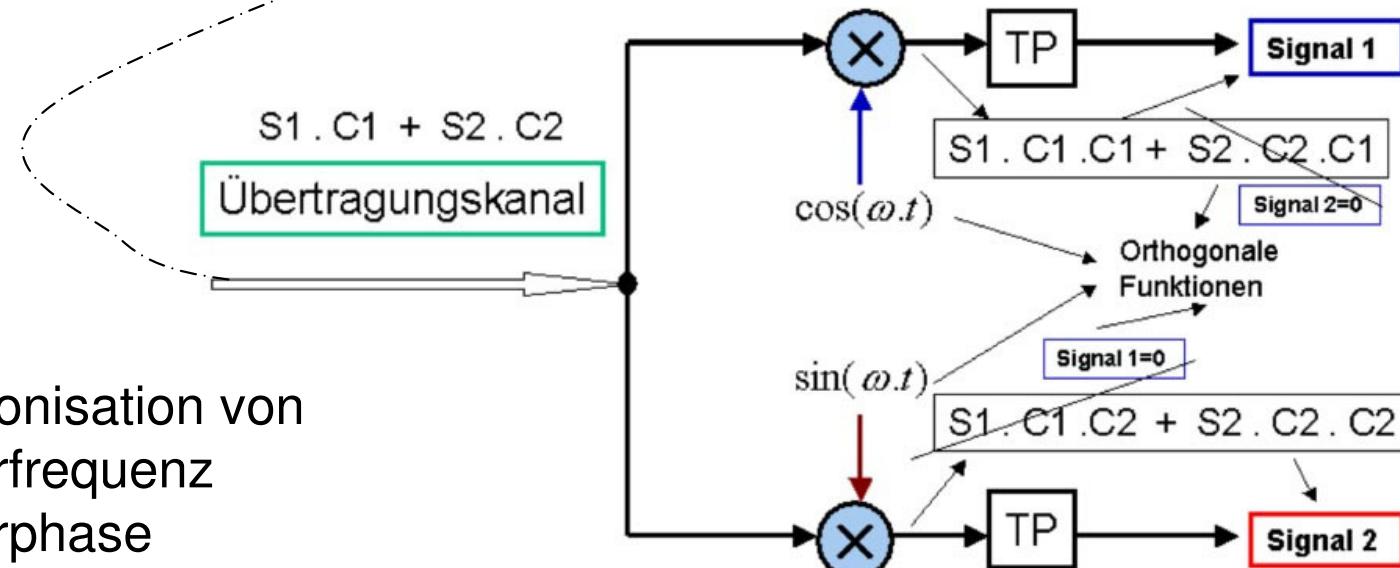
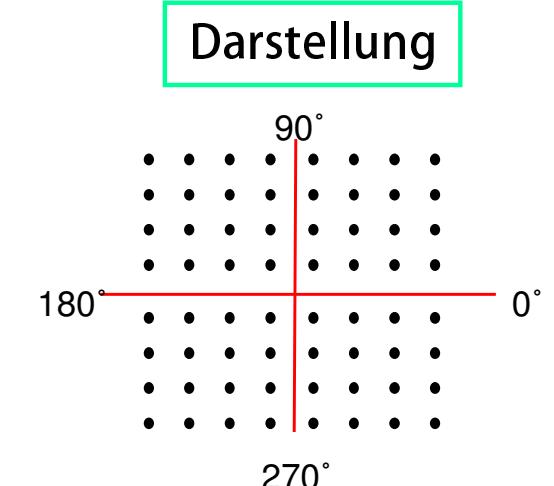
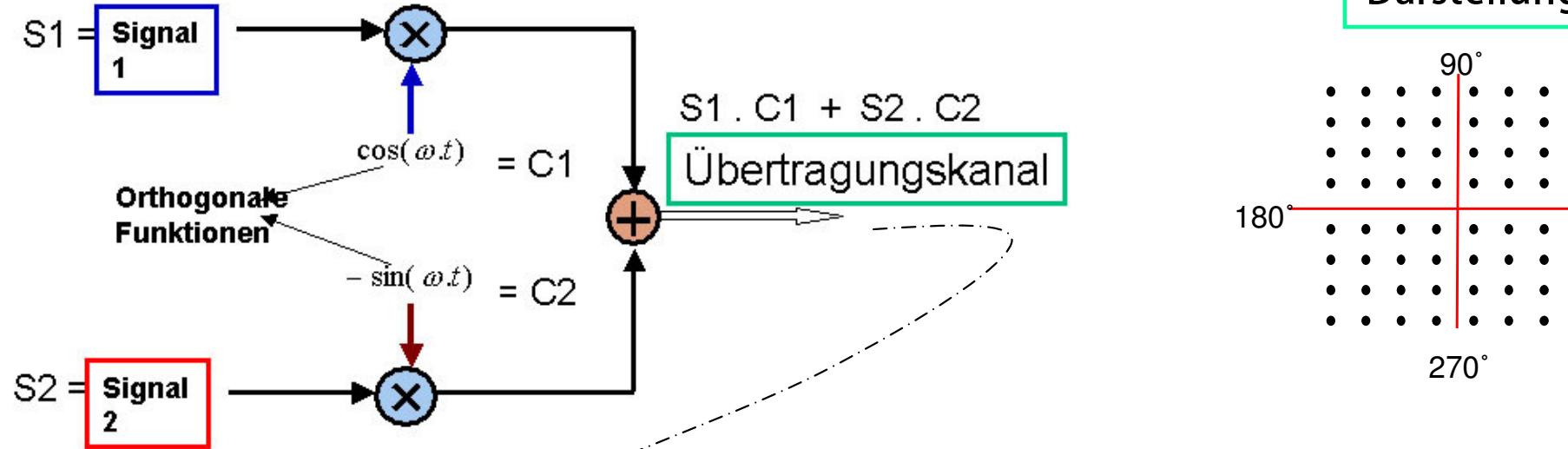


# The Game to play



→ Higher Bitrate in same Bandwidth means  
increased Power, improved Sensitivity or reduced Distance

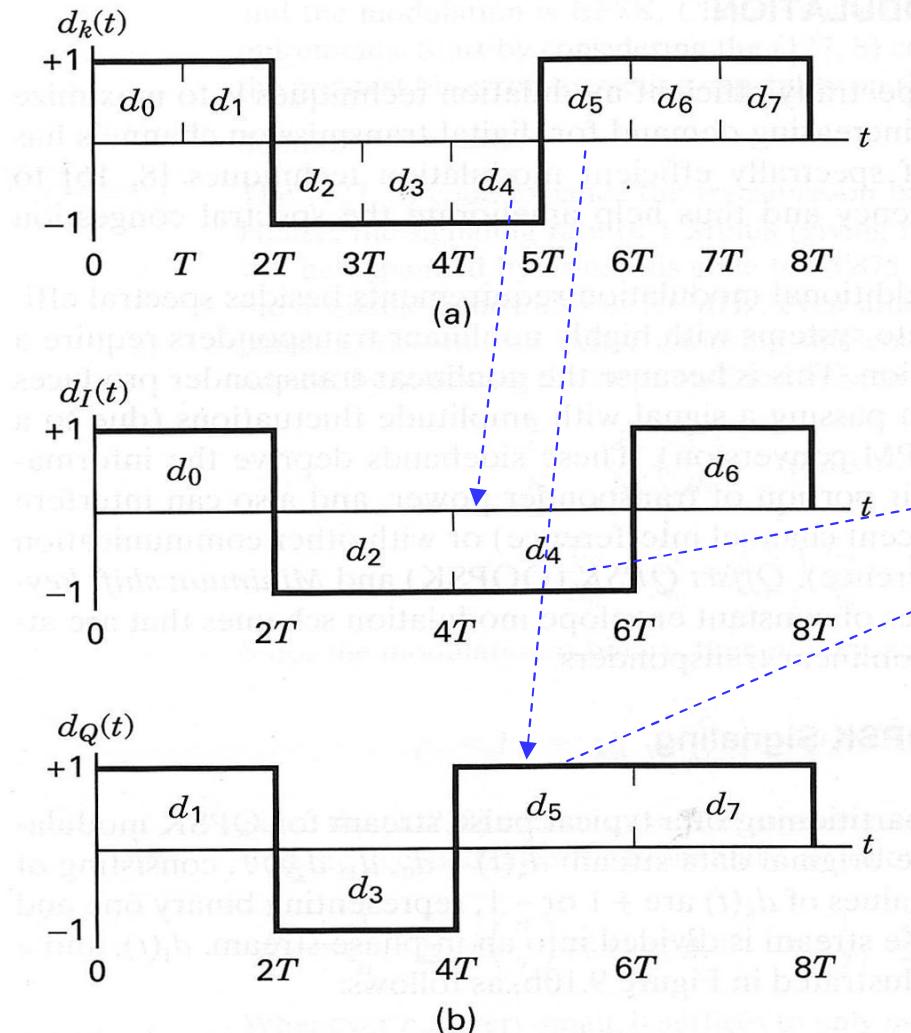
# Das Tool: I/Q Modulation



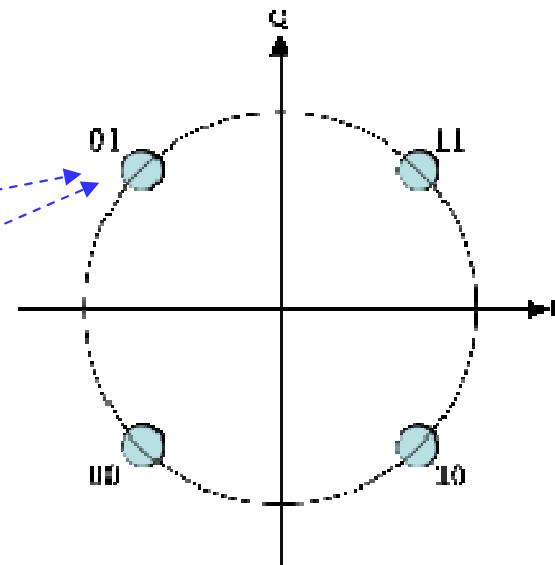
plus Synchronisation von

- Trägerfrequenz
- Trägerphase
- Symboltakt/Bittakt

# Quadrature Phase Shift Keying QPSK



Konstellation QPSK  
mit Gray Codierung

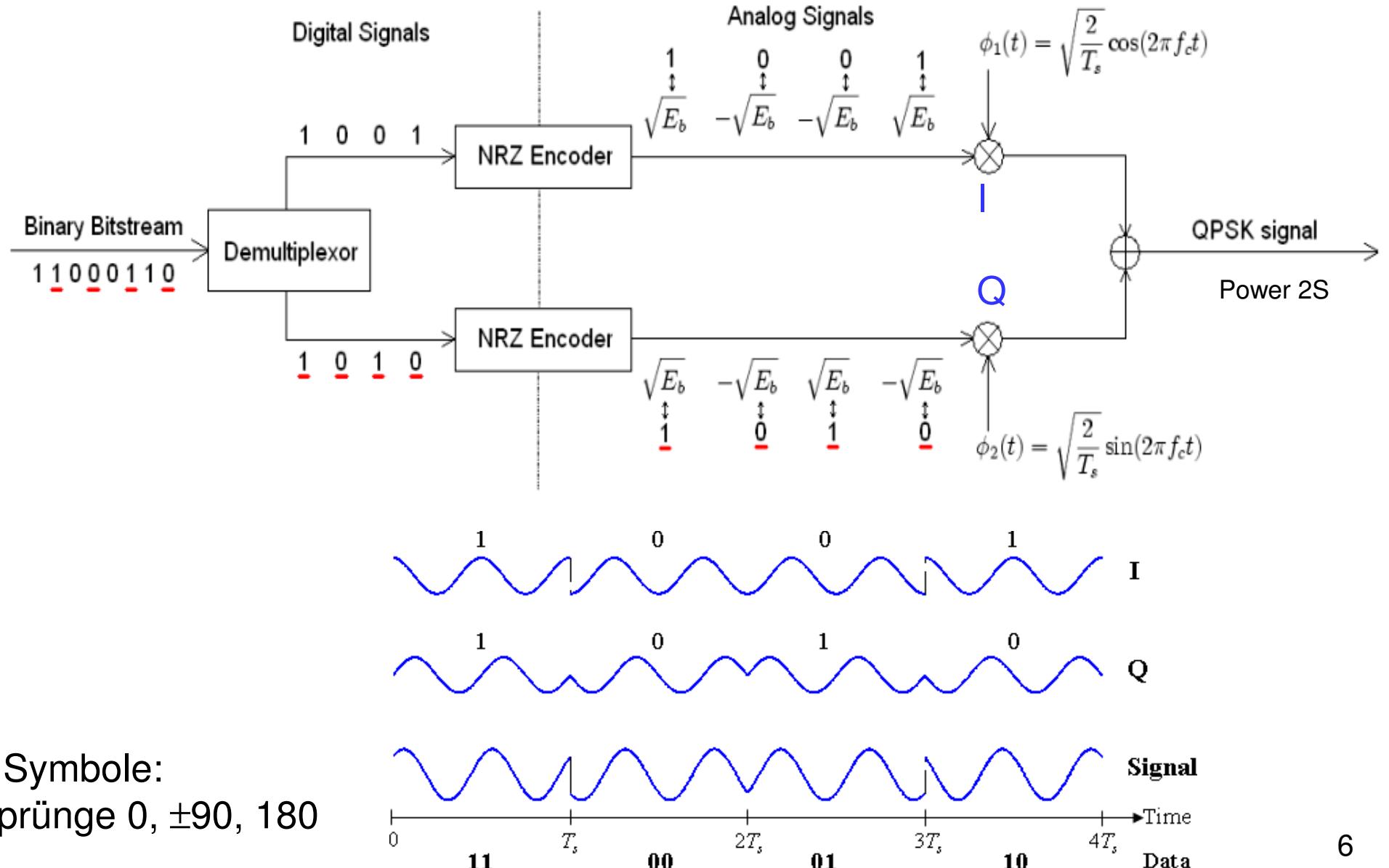


QPSK:

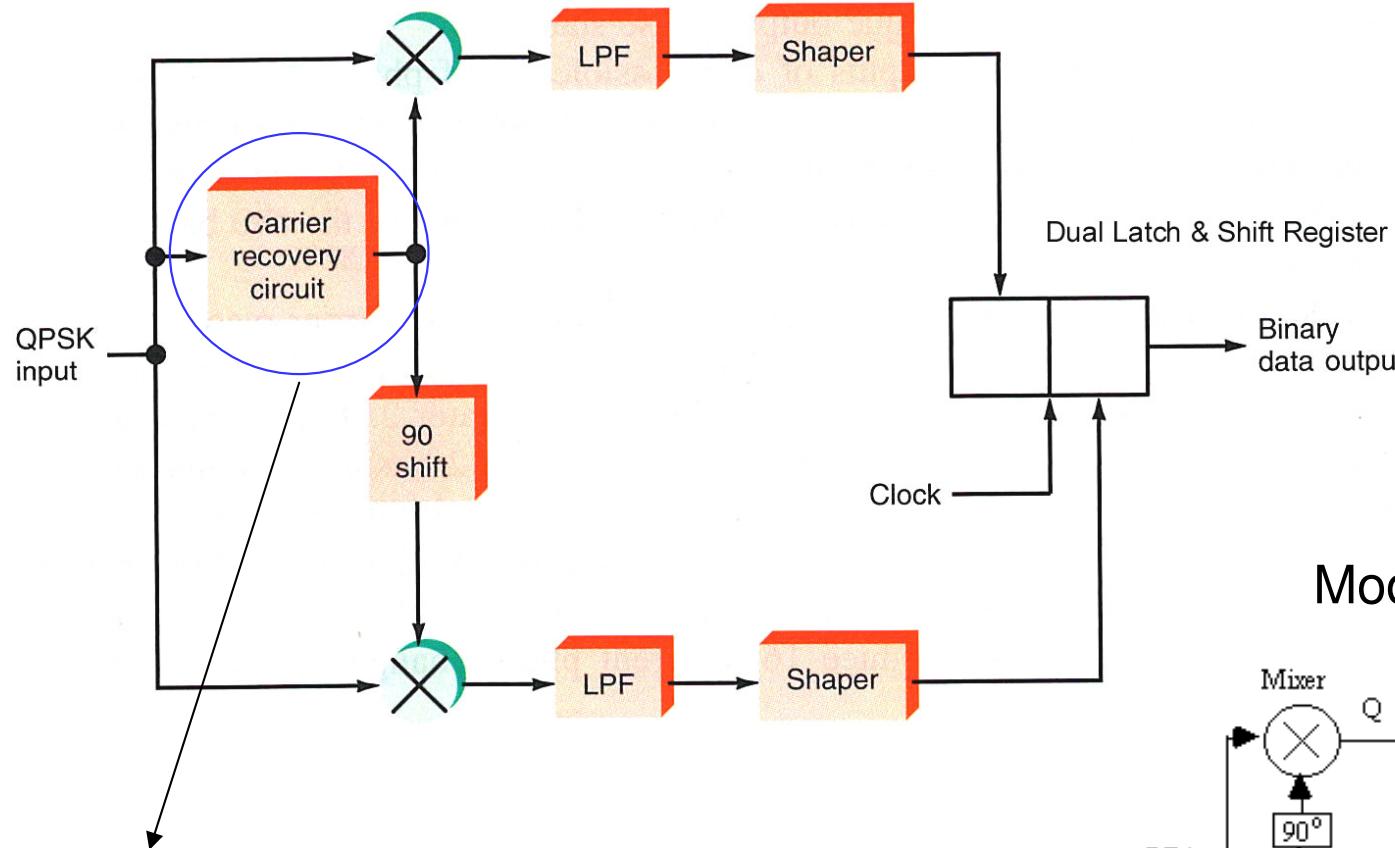
1<sup>st</sup> View:  $\frac{1}{2}$  Symbolrate =  $\frac{1}{2}$  Bandbreite

2<sup>nd</sup> View with Benefit: Doppelte Bitrate bei gleicher Bandbreite

# Quadrature Phase Shift Keying QPSK

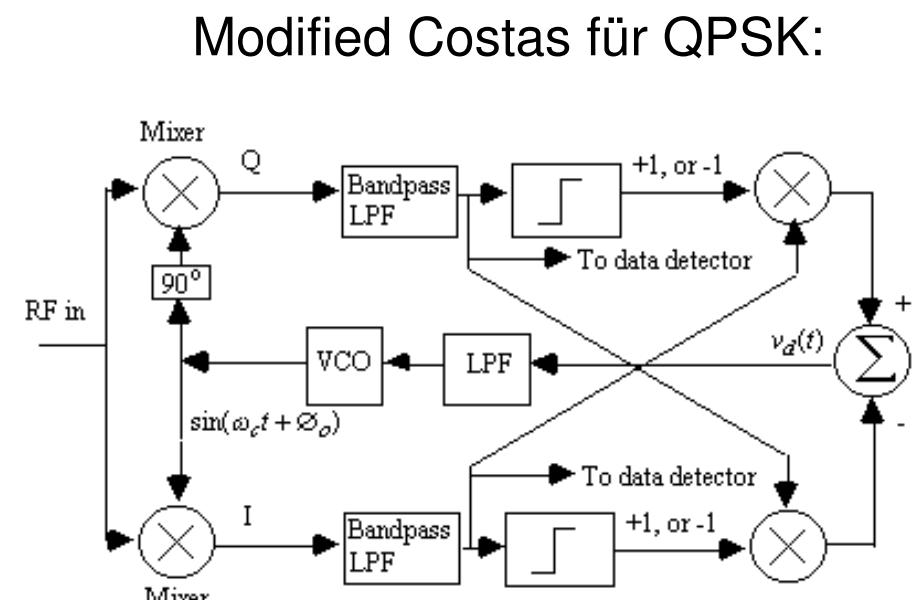


# QPSK Empfänger



Costas Loop (PLL Anwendung): Praktikum!

- Schnell innerhalb Präambel ausgeregelt
- Frequenzoffset typisch 10 ppm
- Phase beliebig



# Vergleich von Modulationen I

- Die allgemeine Ermittlung von Bitfehlerraten ist sehr komplex.  
Ein einfach zu handhabendes Modell setzt Gray Kodierung voraus:  
d.h. 1 Symbolfehler resultiert am wahrscheinlichsten in 1 Bitfehler
- Für Ermittlung der ungefähren Bit Error Rate (BER) kann dann das Konzept *Inter-Symbol-Distance* verwendet werden<sup>1</sup>.

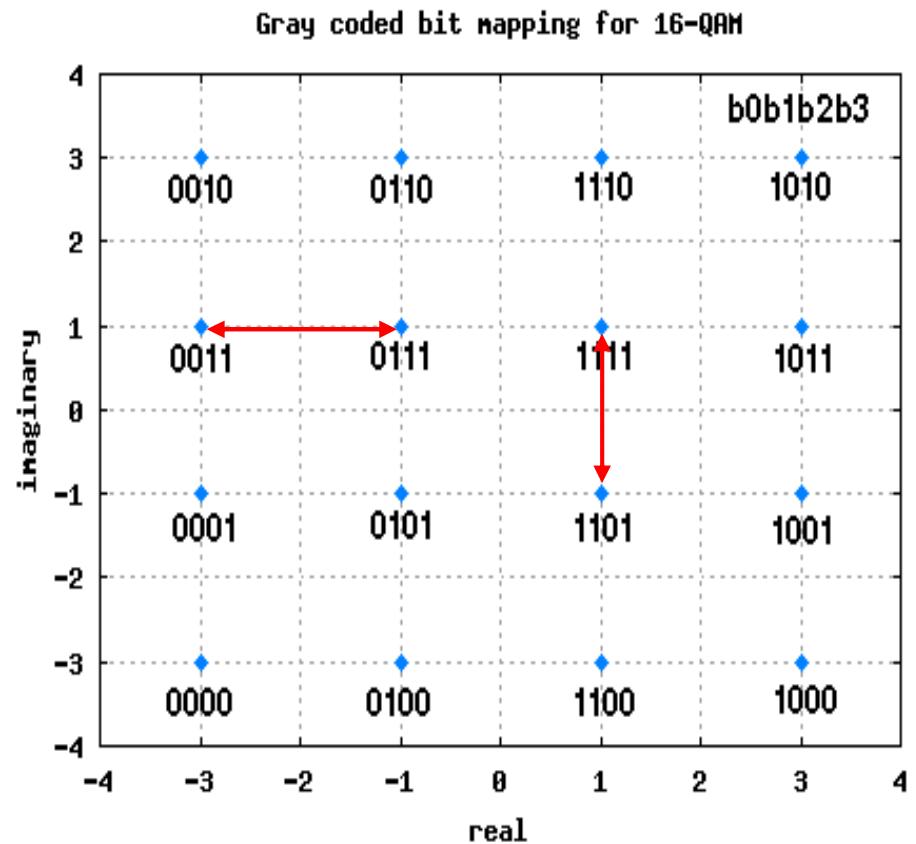
Bsp.

b0b1	I	b2b3	Q
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	+1	11	+1
10	+3	10	+3

Table: Gray coded constellation mapping for 16-QAM



- Kürzeste Abstände zwischen 2 Punkten sollen gleiche Leistung wie BPSK haben.
  - Symboldauer ist gleich wie BPSK
- BPSK BER-Kurve mit  $E_b/N_0$  als Referenz



<sup>1</sup> typ. 1 dB zu pessimistisch, für nicht Gray 1 dB zu optimistisch

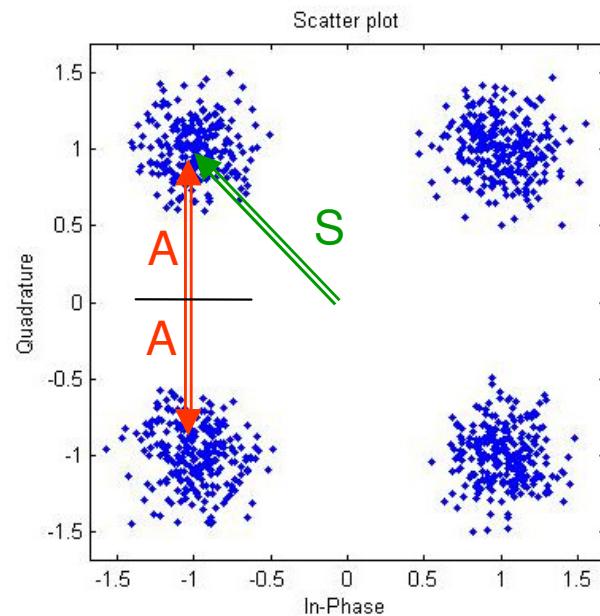
# Vergleich von Modulationen II

Praktischer Ansatz: Bandbreite B gegeben durch Standards

Bandbreite B wird voll genutzt

**Symbolrate  $T_S$  bleibt konstant**

Datenrate R nimmt zu bei M-ary Modulationen



Man könnte auch S konstant halten,  
die Punkte würden dann immer näher  
zusammenrücken und Fehler passieren  
schon bei geringerem S/N

Notes:  $M = 2^k$ ,  $k = \text{ld}(M) = \log_2(M)$

BPSK:  $E_b = T_S \cdot A^2 / 2$

- Kürzester Abstand **2·A** in der I/Q Konstellation soll für alle gleich gross sein, d.h. dieselbe Fehler-WSK bei gleichem  $N_0$

- Variable ist die **mittlere Sendeleistung S** als Vielfache von  $A^2/2$  (Effektivwert Sinus)

- Vergleichskriterium:  $S_{\text{BPSK}} = A^2/2$  versus  $\left[ \frac{S}{\text{Id}(M)} \right]$  wobei  $M = \text{Wertigkeit der Modulation}$

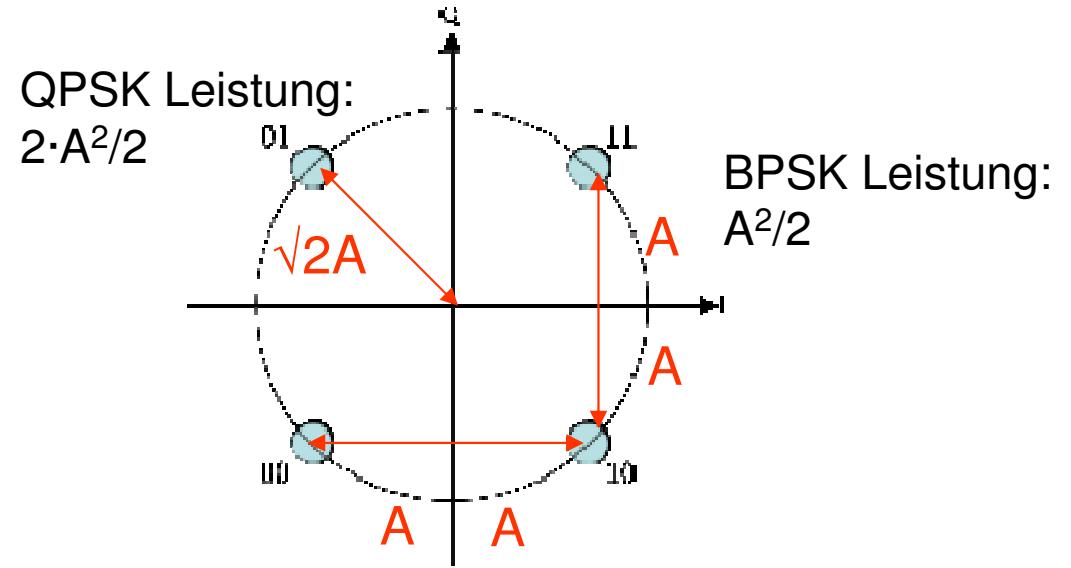
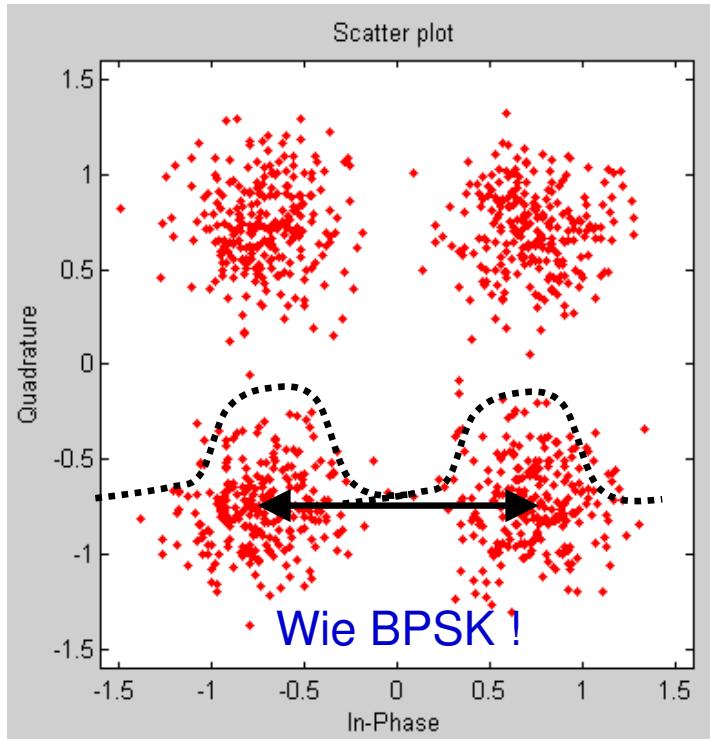
- BER im Vergleich zu BPSK:

$$\text{BER} = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S}}\right)$$

$\underbrace{2 \cdot E_b}_{\text{BPSK}}$      $\underbrace{\frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S}}_{\text{Korrekturterm}}$

**S pro Bit**

# BER von QPSK



Verschiedene Betrachtungen:

- a) Zwei BPSK Signale mit Amplitude A und Bitdauer  $T_s$
- b) QPSK hat doppelte Leistung für 2 Bit/Symbol

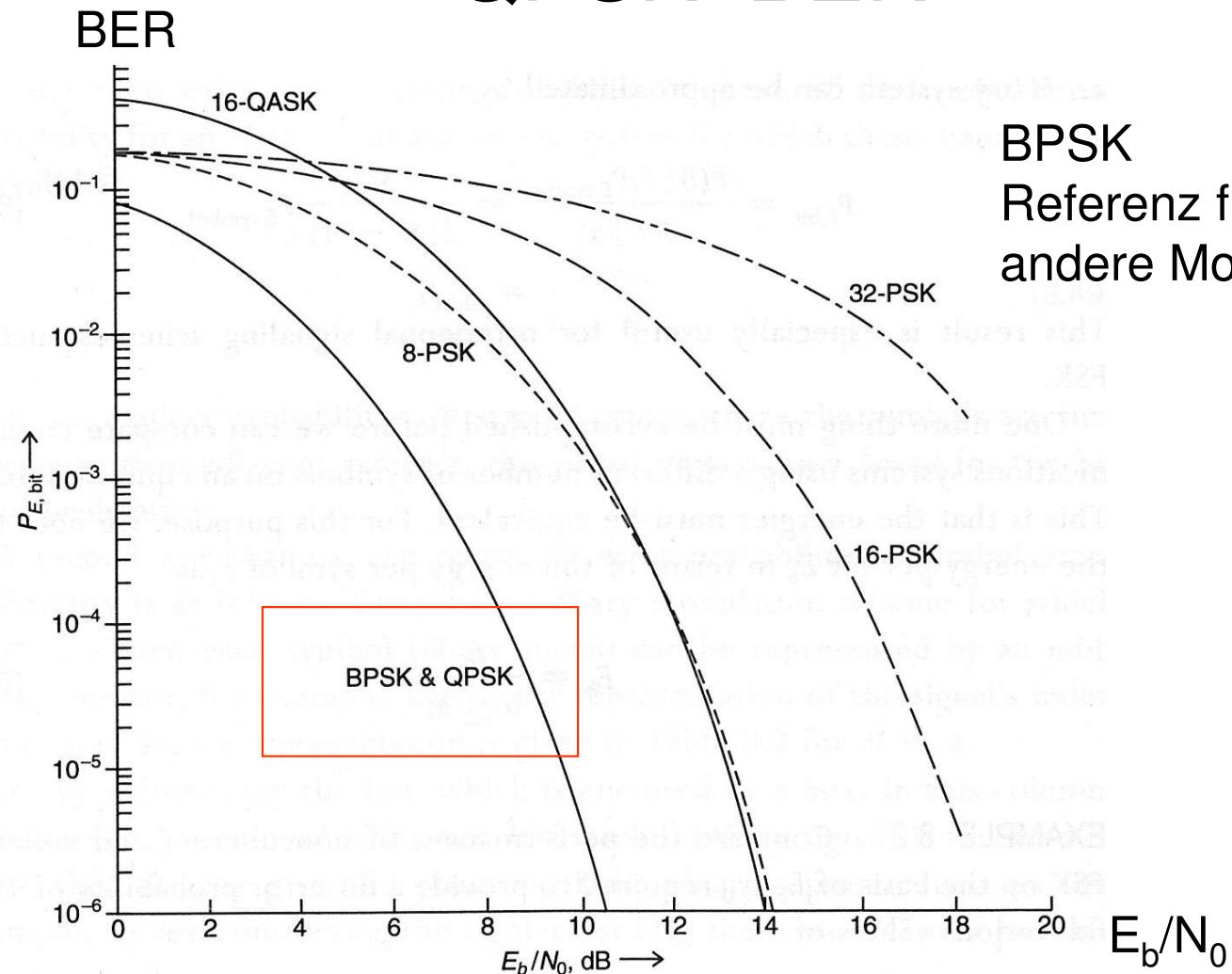
$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S_{\text{QPSK}}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{2}{2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}}\right)$$

also wie BPSK !

Wichtig für Senderbau: QPSK braucht doppelte Leistung (Sinus)  $2 \cdot (A^2/2)$

$10^{10}$

# QPSK BER



BPSK  
Referenz für  
andere Modulationen

- Gleiche BER wie BPSK bei gleicher Bandbreite
- Vorteil: Doppelte Bit/s bei gleicher Bandbreite B
- Nachteil: 3 dB mehr Sendeleistung S für gleiche BER
- Alternative: BPSK mit doppelter Bandbreite und doppelter Sendeleistung

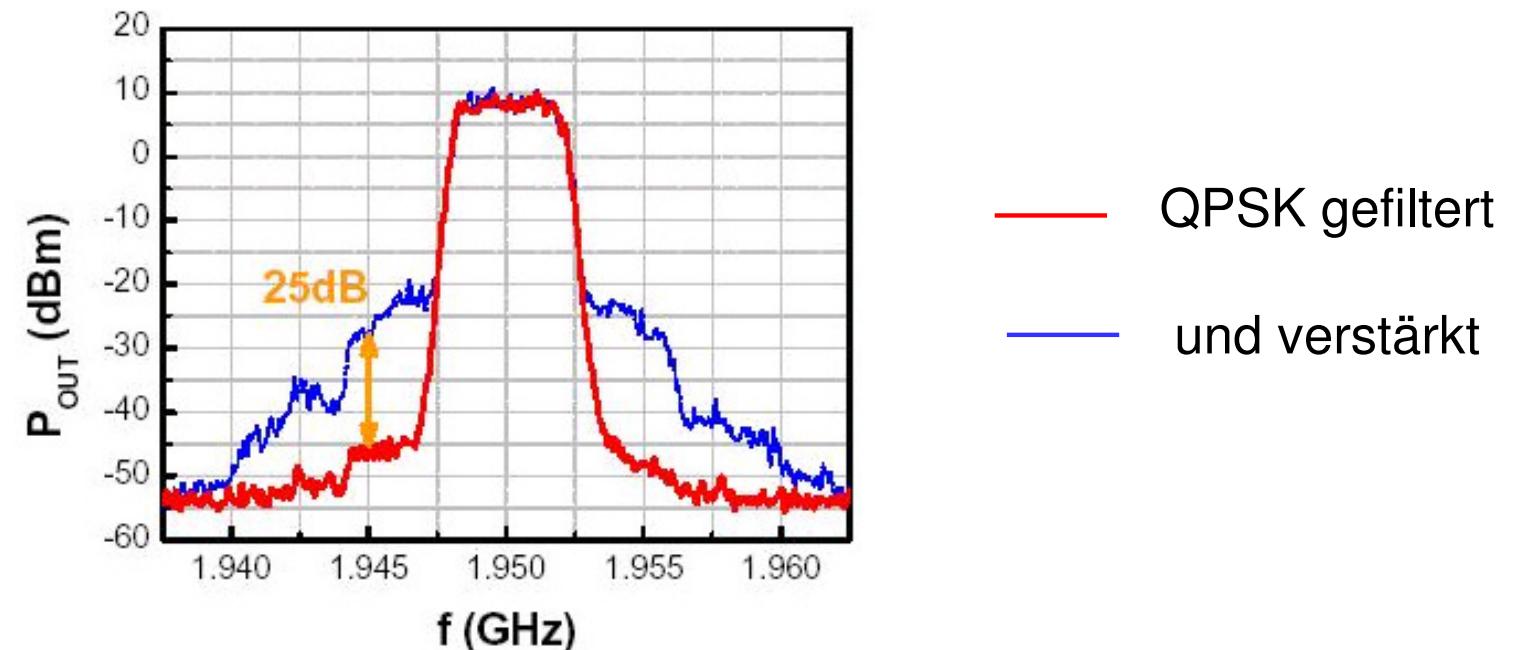
# Offset-QPSK = OQPSK

Enveloppe QPSK ist konstant....  
....bis auf Fall wo stark gefiltert werden muss um in die Bandbreite-Maske zu passen.

Folge:

Amplitude variiert. D.h.

Bei schlecht linearen Verstärkern wird Amplitude verzerrt → [Spectral Regrowth](#)

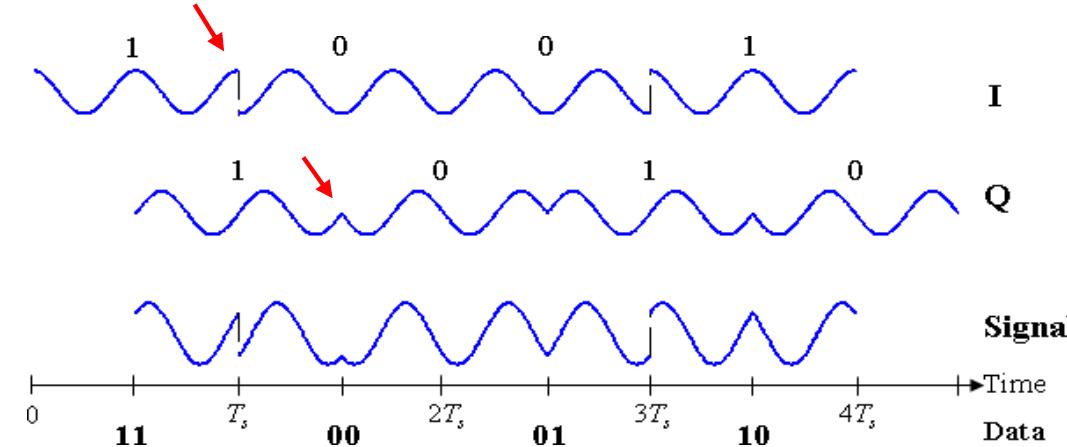


→Abhilfe:

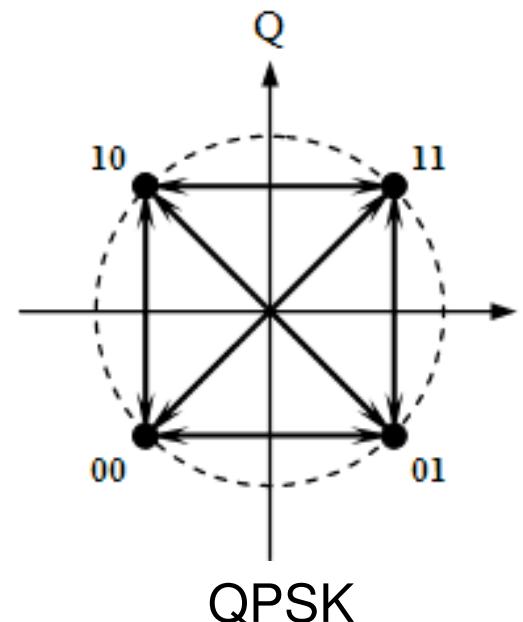
Nicht beide Bit gleichzeitig ändern sondern mit Offset  $T_s/2$ : OQPSK

# Offset-QPSK = OQPSK

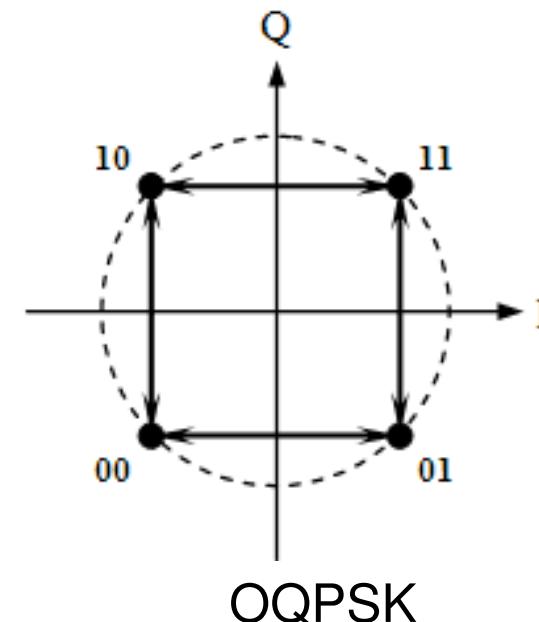
Nicht beide Bit gleichzeitig ändern sondern mit Offset  $T_s/2$ :



Mögliche  
Phasensprünge



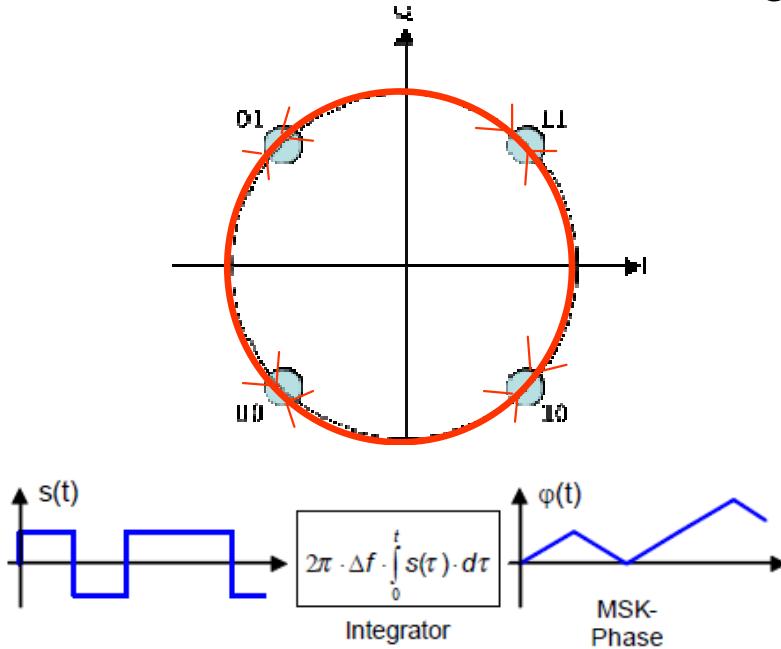
QPSK



OQPSK

# Minimum Shift Keying QMSK

Verbesserung der Out of Band Unterdrückung  
durch konstante Amplitude beim  
Zustandswechsel d.h. auf Kreis fahren:  
**Linearer Phasenverlauf bei Übergang**

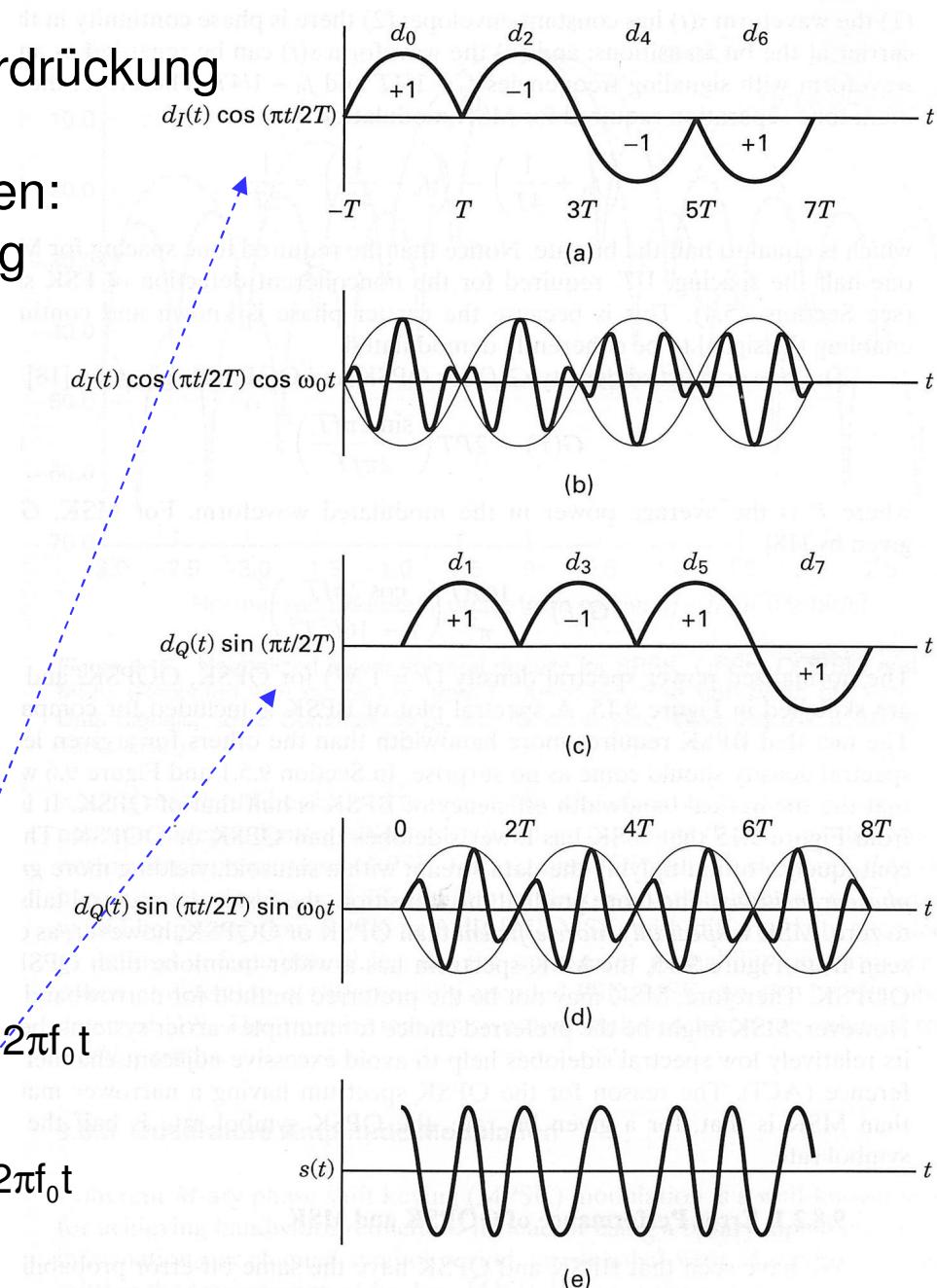


I-Zweig Gewichtung

$$d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t$$

Q-Zweig Gewichtung

$$d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t$$



# Minimum Shift Keying MSK

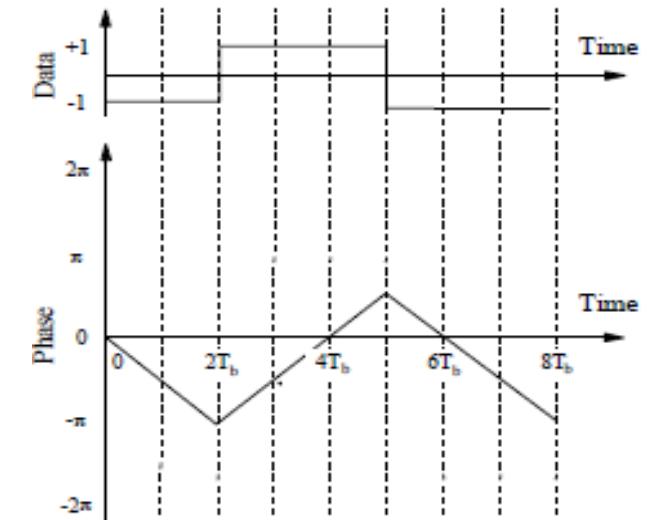
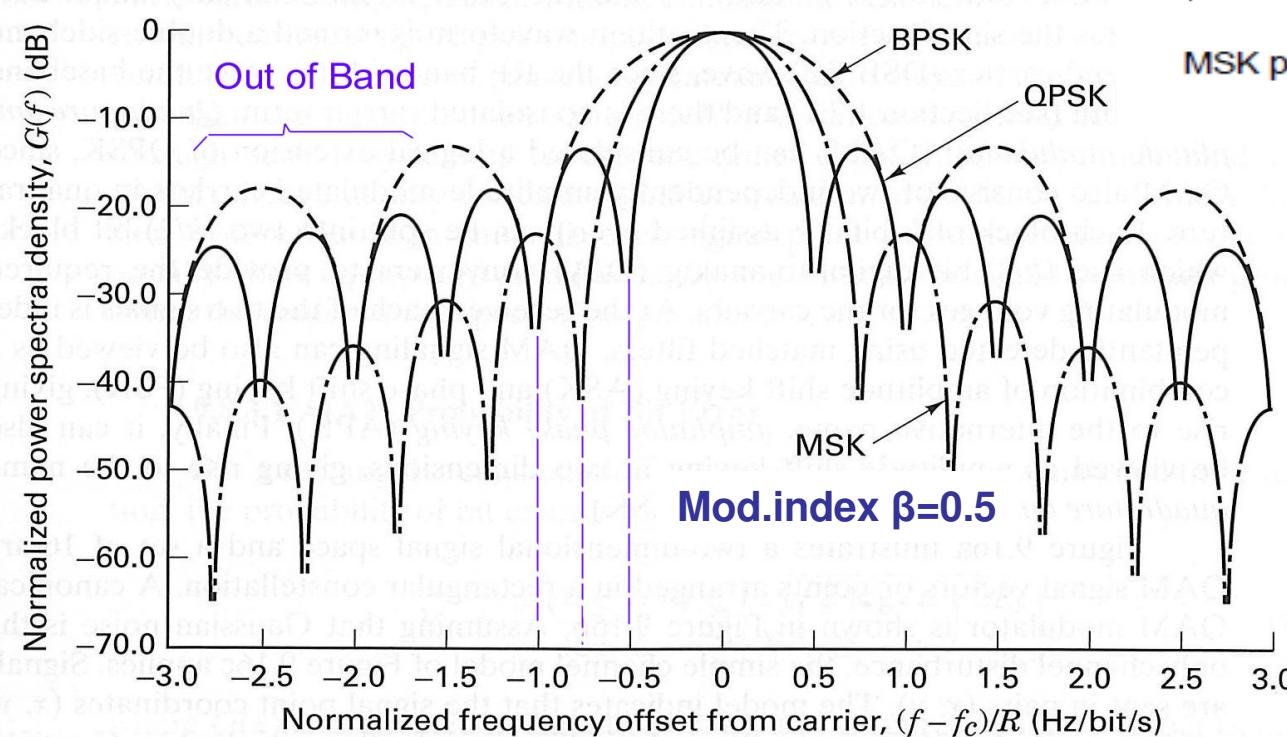
MSK ist auch als FSK interpretierbar (ohne Beweis):

Frequenzabstand (2-Hub)  $f_2 - f_1 = 2\Delta f = \frac{1}{2T} = \frac{R}{2}$   $f_{\max} = \frac{R}{2}$

Lineare Phasenänderung pro T  $\Delta\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$

Realisation: Direct Digital Synthesis

Spektrum  
ungefiltert

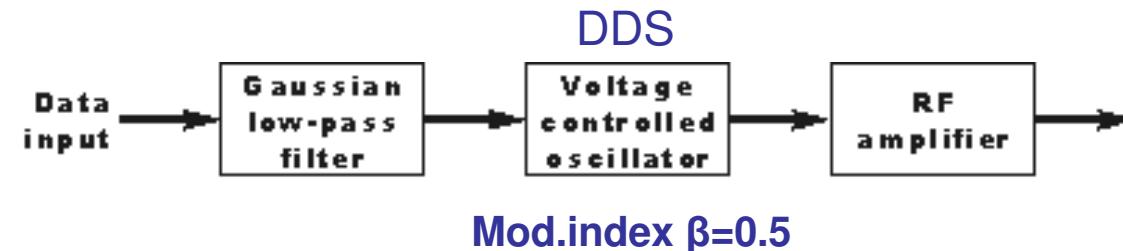


MSK phase transitions for data:  
(00111000...)

B of Mainlobes:  
MSK > QPSK

# Gaussian Minimum Shift Keying GMSK

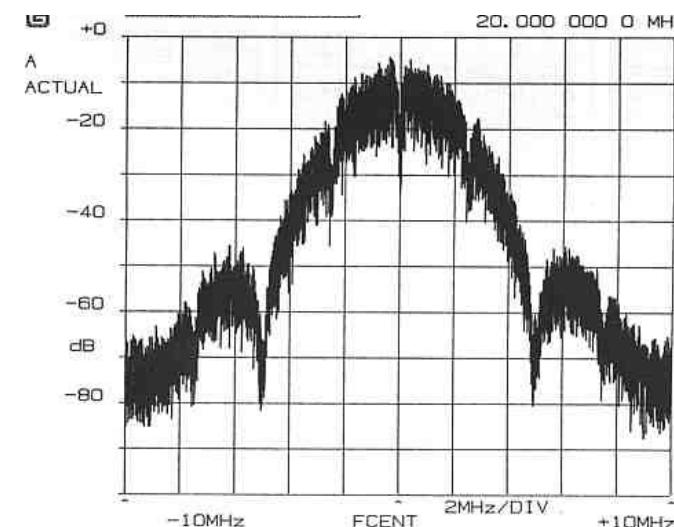
Implementation mit FM:



- Das digitale Cordless System DECT verwendet eine verfeinerte Form des *MSK* Verfahrens: *Gaussian Minimum Shift Keying*
- Es unterscheidet sich von der normalen MSK dadurch, dass die Phase  $\varphi(t)$ , die durch Integration des bipolaren Informationssignals  $s(t)$  gewonnen wurde, vor der Phasenmodulation des Trägers mit einem Tiefpassfilter mit gauss'scher Impulsantwort geglättet wird.
- Im Vergleich zur MSK nimmt das Spektrum wesentlich schneller ab, so dass ein engeres Kanalraster erzielt werden kann.
- Auch bei GSM angewendet.

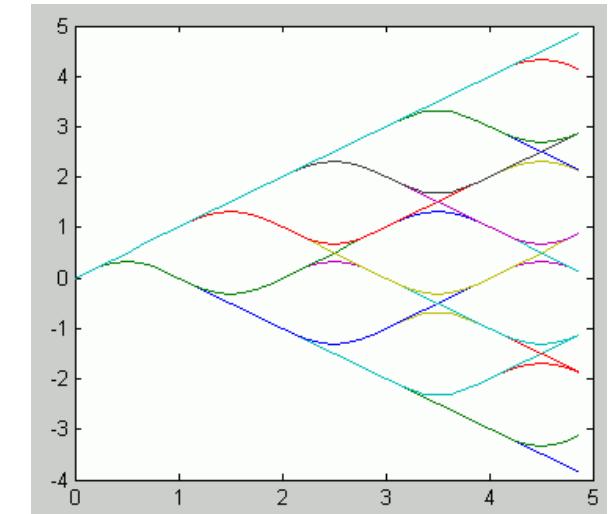
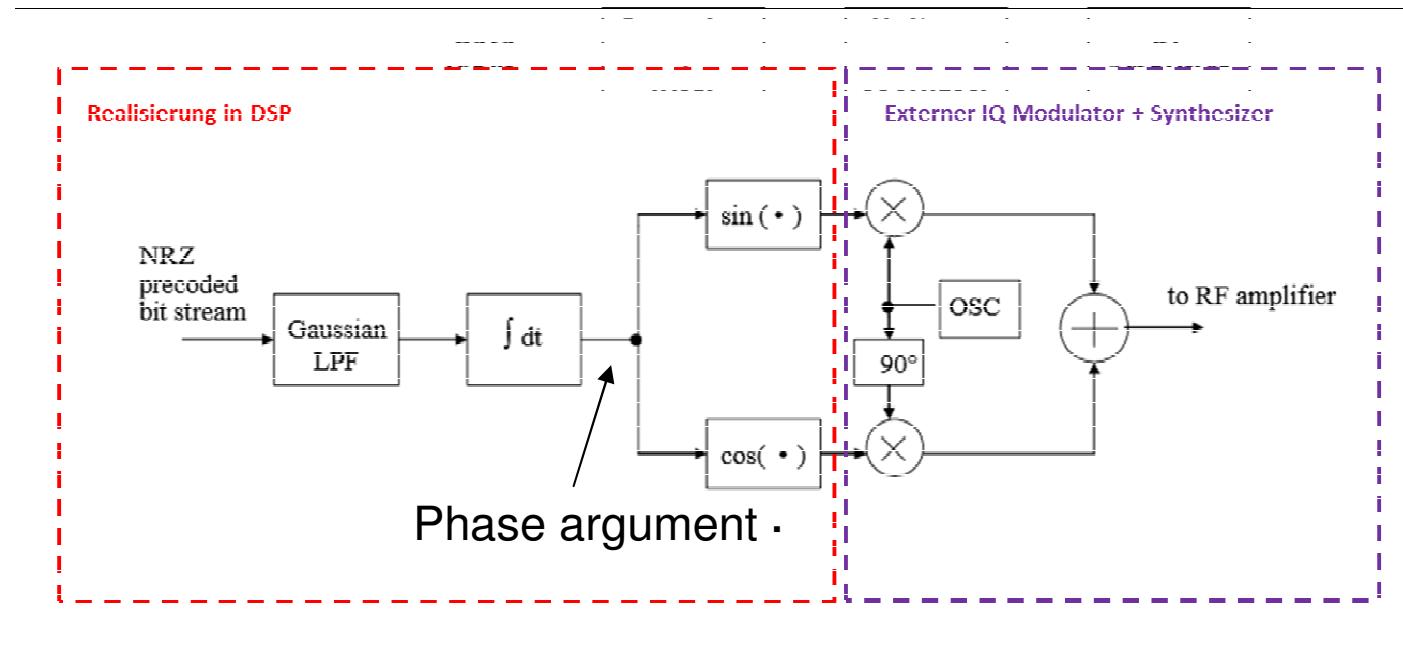
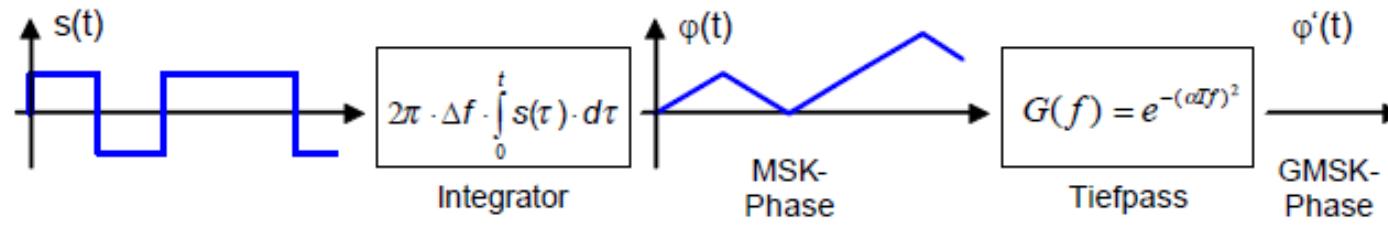


Note: GMSK ist ein Spezialfall von GFSK



# Gaussian Minimum Shift Keying GMSK

Linearer Phasenübergang von MSK wird Gauss gefiltert

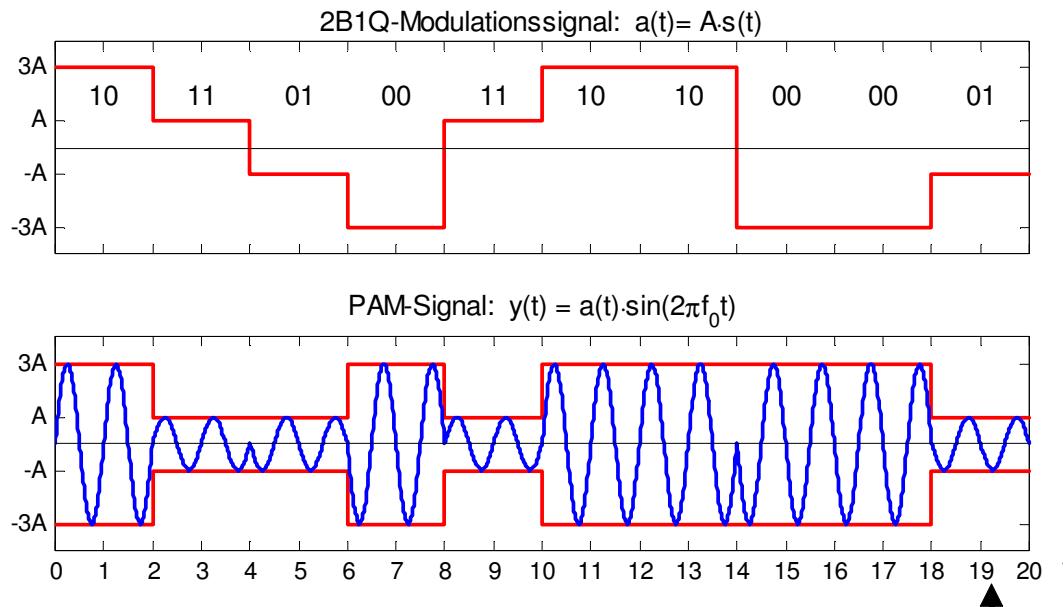


GMSK phase tree

Praktische Implementation des TX mit PM

# Noch höhere Datenraten I

## PAM



Pulsamplitudenmodulation PAM

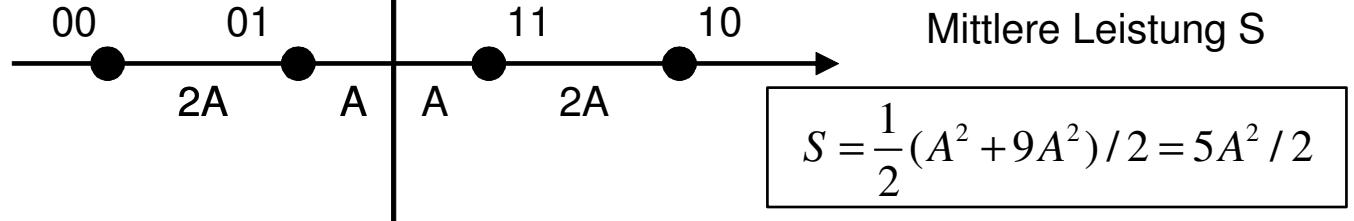
Virtuelles Bsp:  
ISDN 2B1Q Line Code auf  $f_0$

PAM mit  $M = 4$

2 Bit/Symbol

Vergleich mit BPSK:

- 5-fache mittlere Leistung
- 2.5-faches  $E_b$  pro Bit



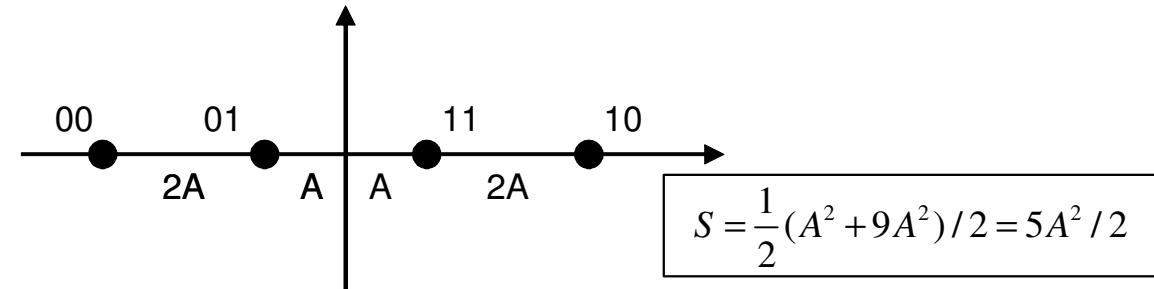
$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S_{\text{PAM}}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{2}{5}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{1}{2.5}}\right)$$

wenig effizient

→ BPSK Kurve ?

# Zeichnen BER- Kurve / Vergleich

Pulsamplitudenmodulation PAM

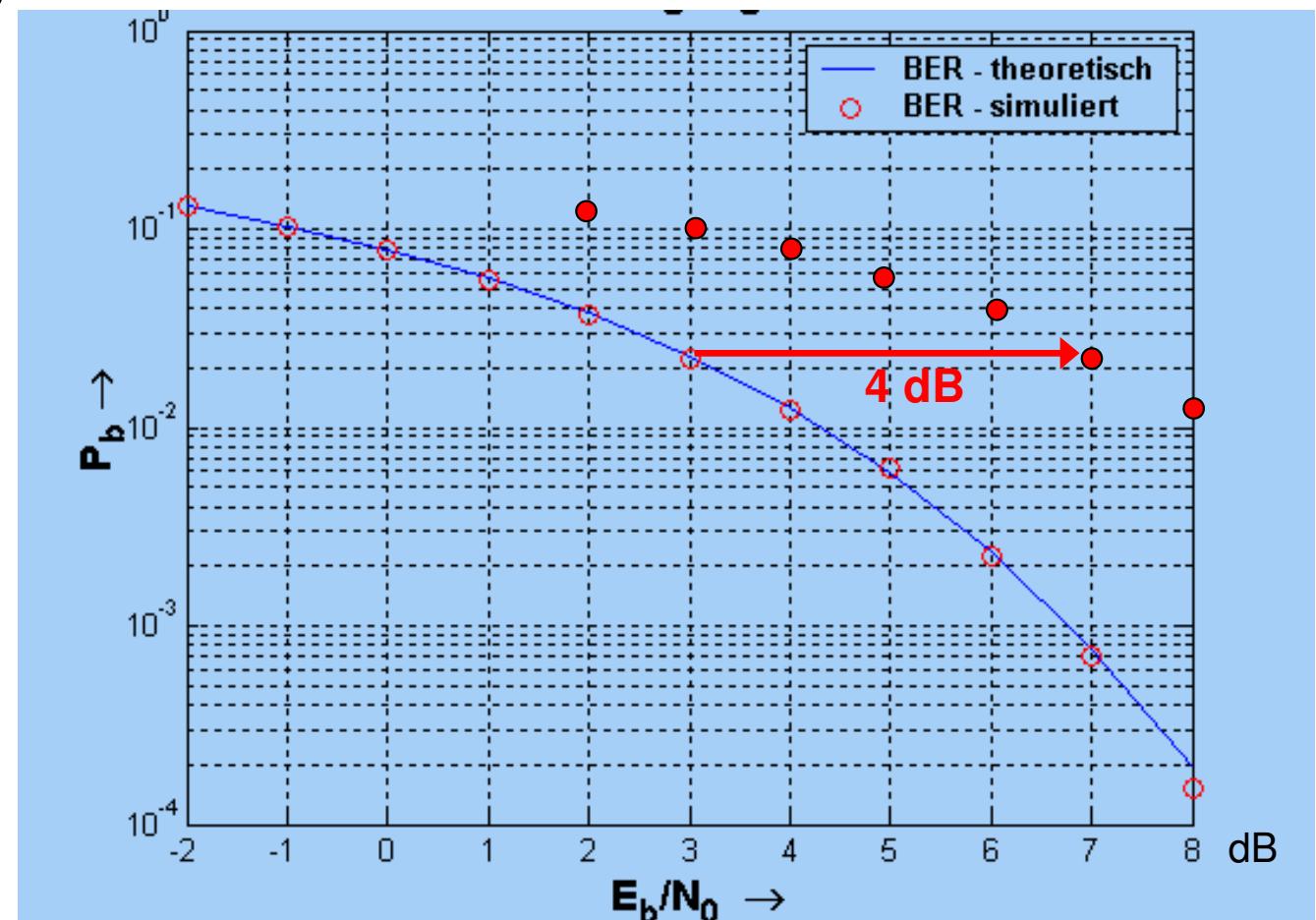


Vergleich mit BPSK:

- 5-fache mittlere Leistung
- 9 fache Spitzenleistung
- 2.5-faches  $E_b$  pro Bit

$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \frac{1}{2.5}\right)$$

→BPSK Kurve also um  
 $10 \cdot \log(2.5) = 4 \text{ dB}$   
nach **rechts** verschieben



# Noch höhere Datenraten II

## QAM

Quadraturamplitudenmodulation QAM

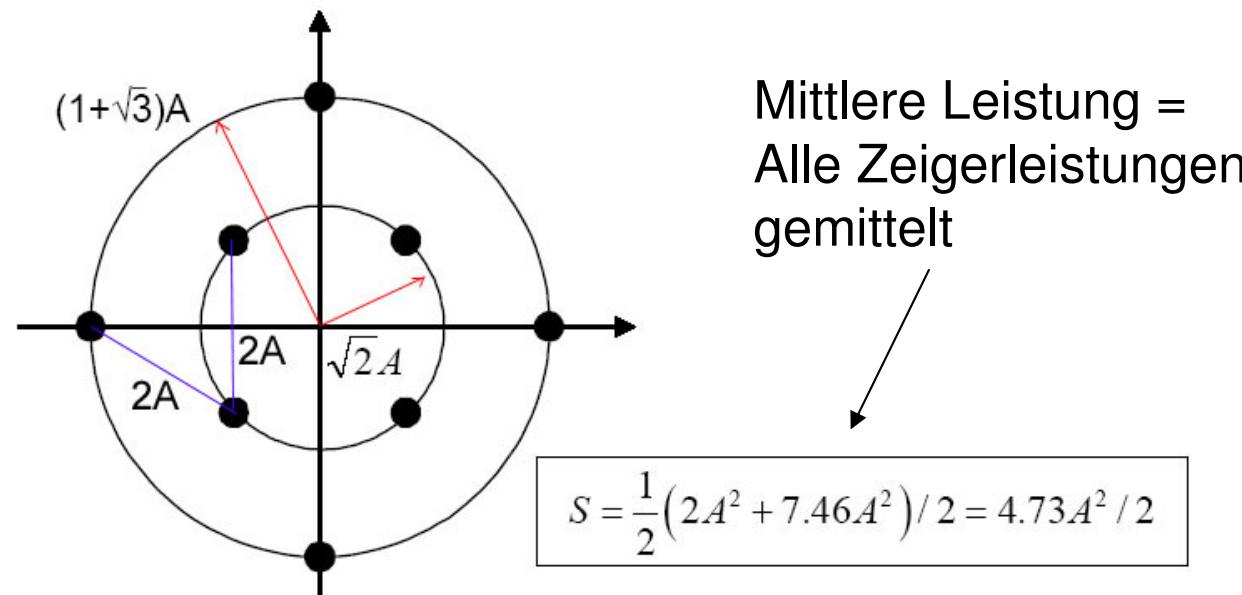
Symbolrate konstant

Bandbreite konstant

$M = 8$

$M = 2^3$

3 Bit/Symbol



Vergleich mit BPSK:

4.73-fache mittlere Leistung

7.46-fache Spitzenleistung

1.58-faches  $E_b$  pro Bit

$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S_{\text{QAM}}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{3}{4.73}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{1}{1.58}}\right)$$

→  $E_b/N_0$  ist um  $10 \cdot \log(1.58) = 2$  dB höher zu setzen für gleiche BER

→ BPSK-Kurve 2 dB **rechts** verschieben

# Noch höhere Datenraten II

## QAM

Quadraturamplitudenmodulation QAM

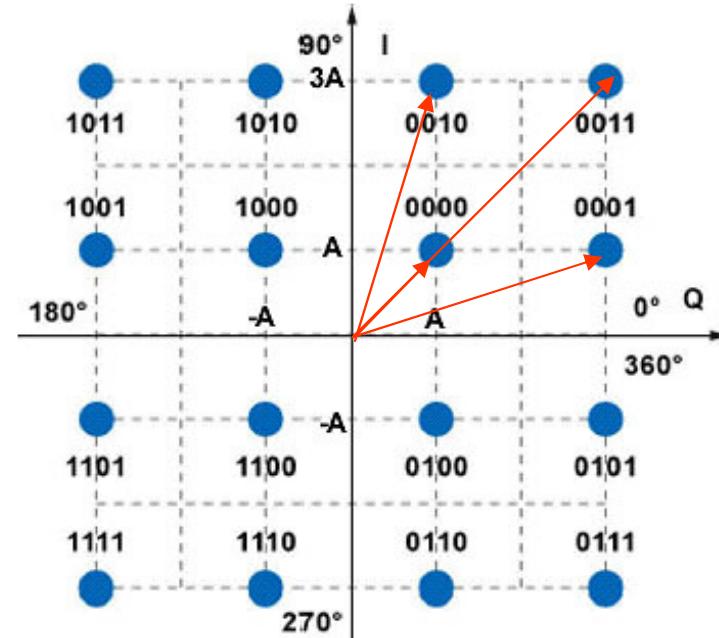
$$M = 16$$

$$M = 2^4$$

4 Bit/Symbol

Mittlere Leistung (4 Zeiger relevant)

$$\begin{aligned} S &= 0.25 \cdot (2A^2 + 10A^2 + 10A^2 + 18A^2)/2 \\ &= 10 \cdot A^2 / 2 \end{aligned}$$



Vergleich mit BPSK:

10-fache mittlere Leistung

18-fache Spitzenleistung

2.5-faches  $E_b$  pro Bit

$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S_{\text{QAM}}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{4}{10}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{1}{2.5}}\right)$$

→  $E_b/N_0$  ist  $10 \log (2.5) = 4$  dB höher zu setzen für gleiche BER (**rechts schieben**)

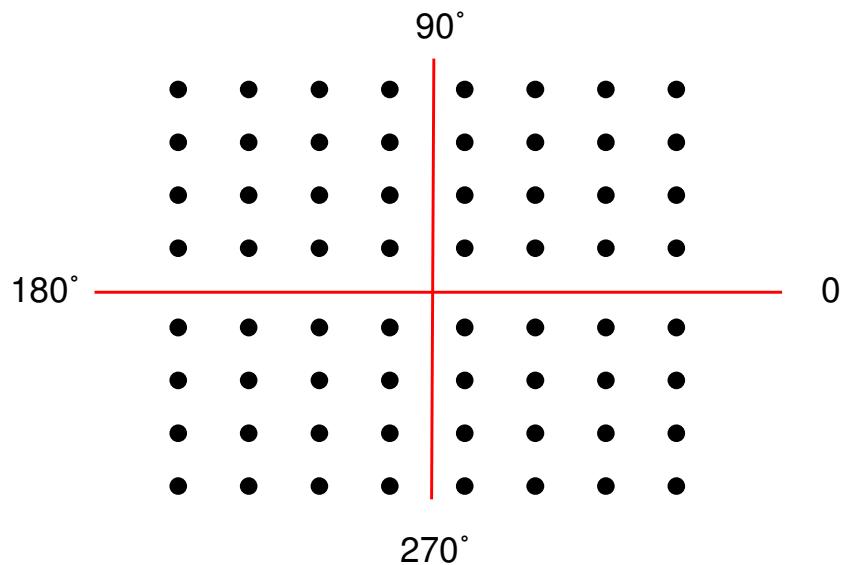
...immer weniger Effizienz pro Bit und Sendeleistung steigt stetig an

# Noch höhere Datenraten II

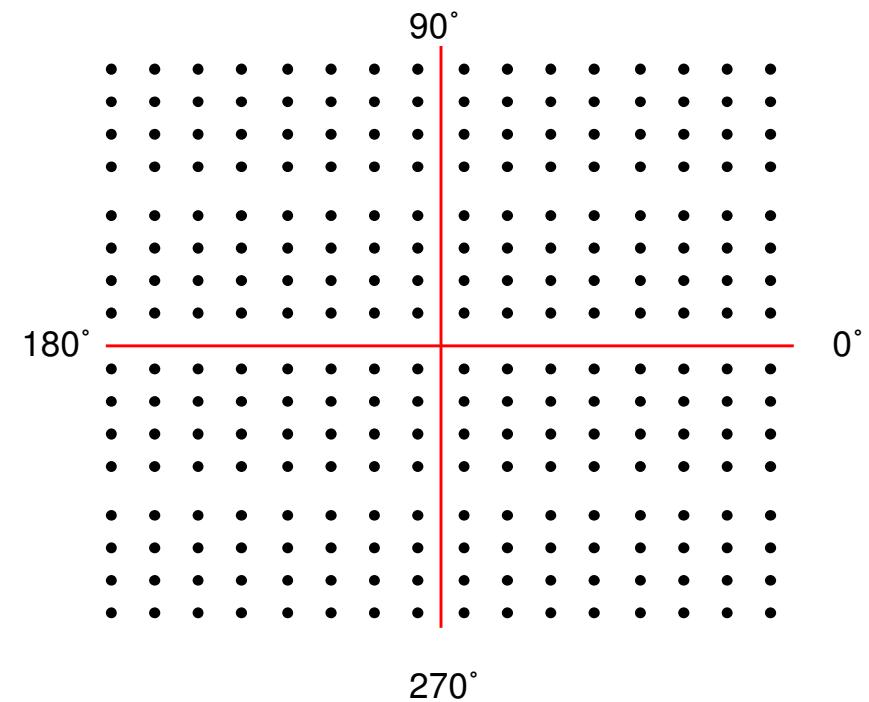
## QAM

Quadraturamplitudenmodulation QAM

**64-QAM**



**256-QAM**



Anwendung Kabel- und Satellitenmodem

Empfänger-Algorithmus:

1. Synchronisation

$$2. \quad a(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)}$$

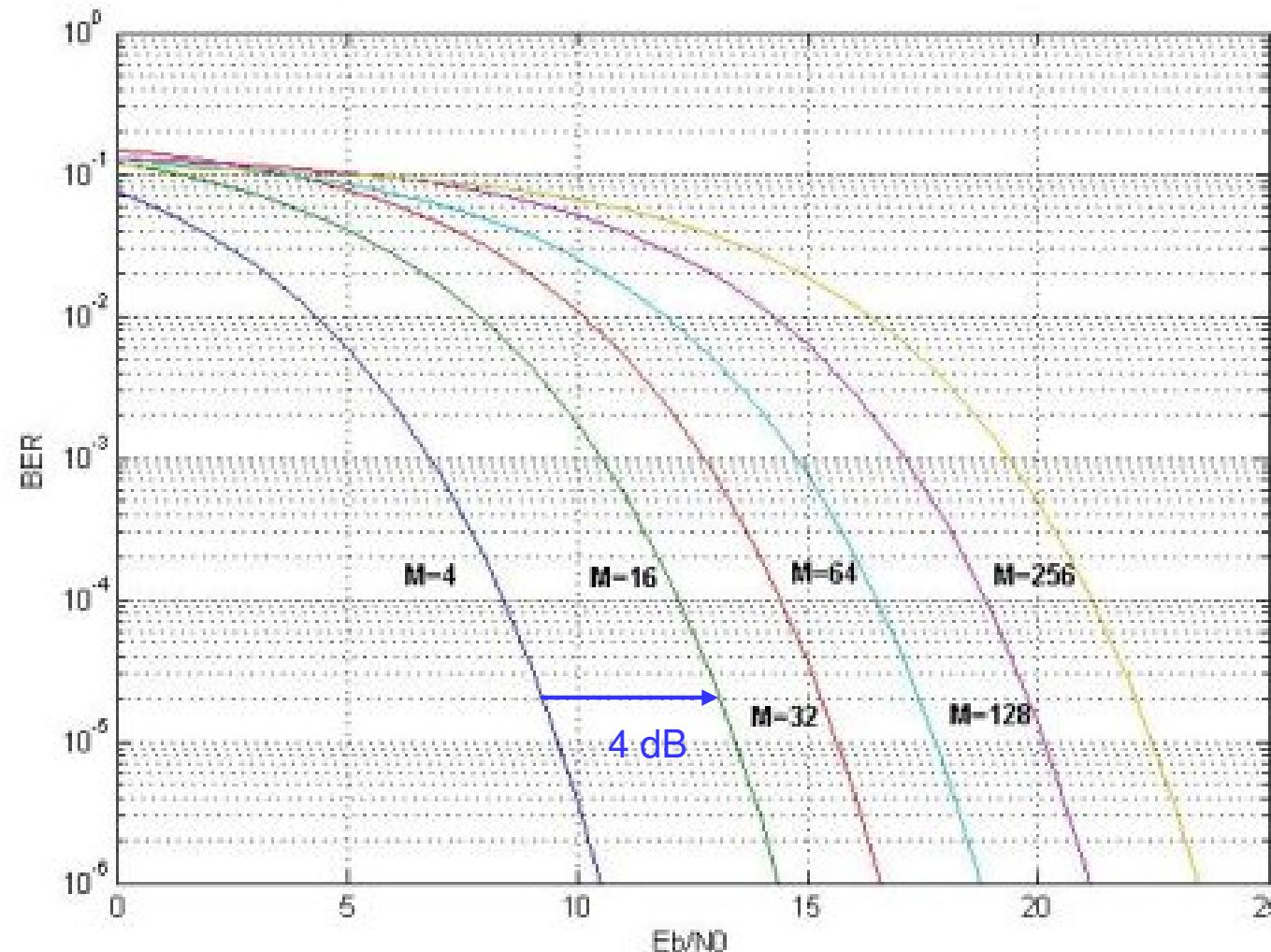
$$\text{und} \quad \varphi(t) = \arctan \frac{q(t)}{i(t)} \quad 22$$

# Noch höhere Datenraten II

## QAM

$E_b/N_0$  of QAM

für  $M=4$  identisch QPSK (d.h. wie BPSK)

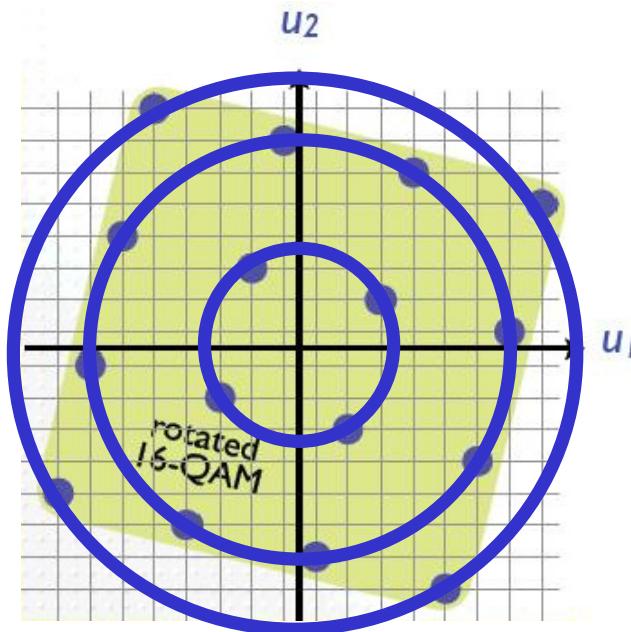


Grob gilt:  
ab  $M > 16$ :  
Verdoppelung  $M$   
→  
knapp 3 dB mehr  
 $E_b$  für gleiche BER

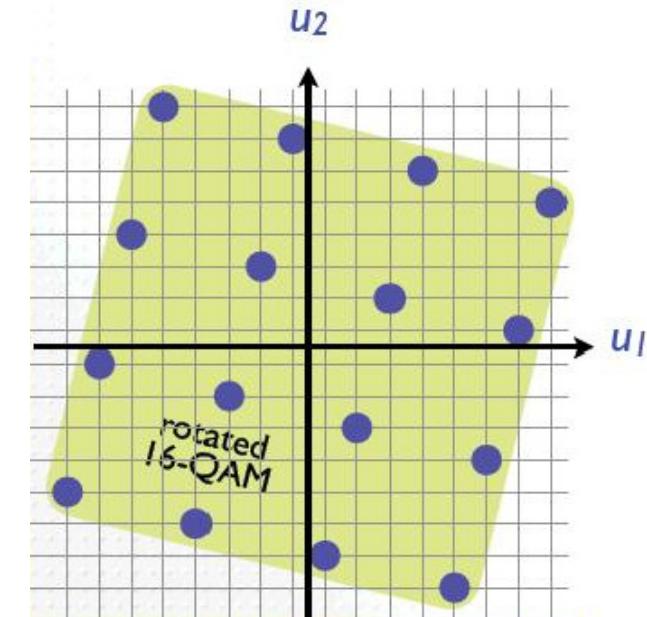
fairer Deal

# Sync & Errors: M-ary Modulationen

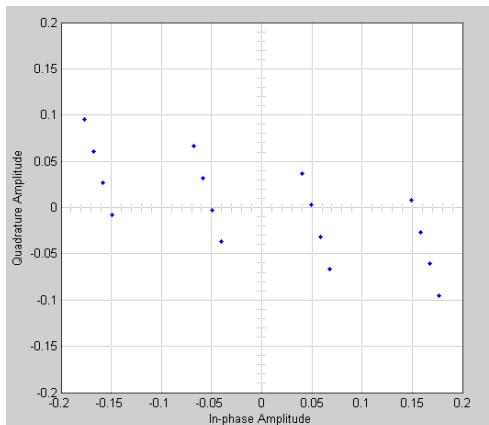
vor  
Frequenz  
Sync



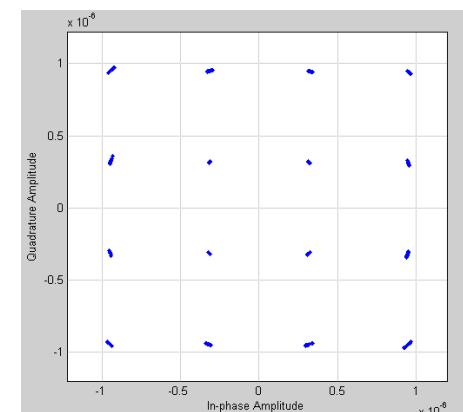
vor  
Phase  
Sync



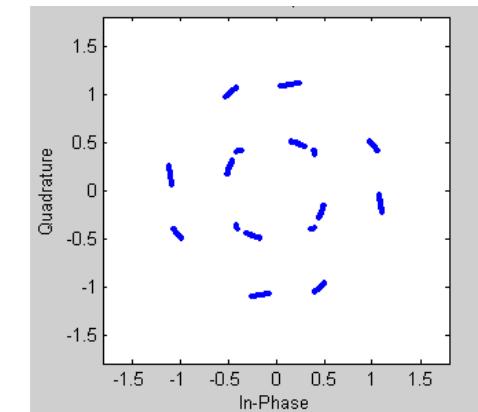
I/Q Imbalance Amplitude Phase



Phase Noise Oscillators



Fading Channel



# Anwendung

Wie nutzt man die BER Kurven für Vergleiche mit BPSK?

Punkte der BPSK BER rechts schieben um Betrag:

$$10 \cdot \log \frac{S}{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)} \rightarrow \text{Ref-Kurve}$$

*Vergleich bei gleicher Spitzenleistung:*

Rechts-Shift dieser Ref-Kurve um Betrag:

$$10 \cdot \log \frac{P_{\text{peak}}}{P_{\text{BPSK}}}$$

*Gleiche mittlere Leistung:*

Rechts-Shift dieser Ref-Kurve um Betrag:

$$10 \cdot \log \frac{P_{\text{avg}}}{P_{\text{BPSK}}}$$

*Veränderte Symboldauer  $T = T_s/k$ :*

Rechts-Shift um Betrag:

$$10 \cdot \log k$$

(Note: negatives Vorzeichen heisst dann Links-Shift)

*Umrechnung des Shift in Distanzreduktion für gleiche BER :*

Rechts-Shift entspricht einer Skalierung der  
Empfänger Sensitivität  $P_{r\min}$  bzw. des Quadrates  
der Reichweite  $d$  von BPSK mit:

$$10^{-\frac{\text{Betrag}}{10}}$$

Notes:

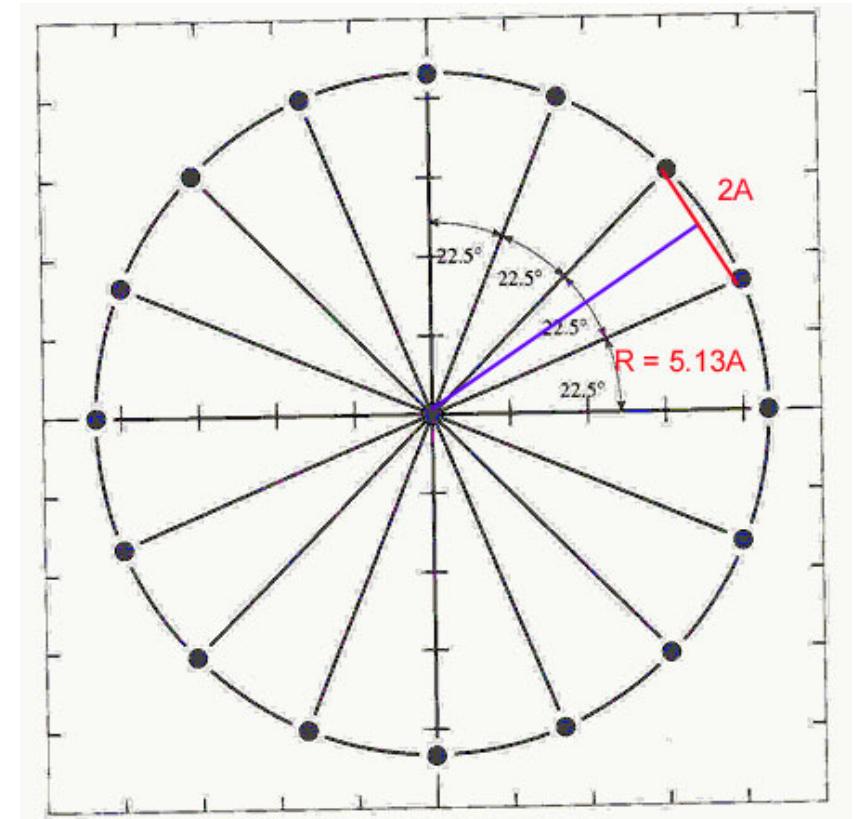
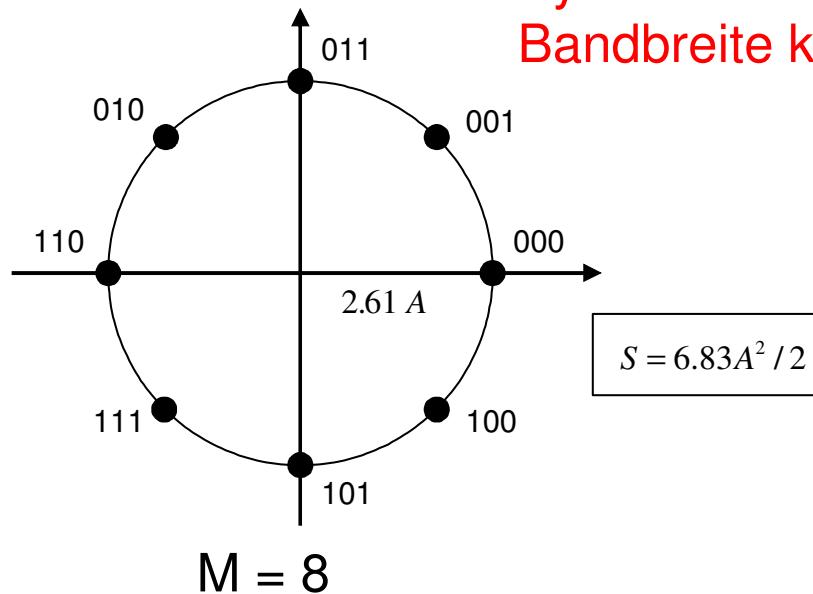
Skalieren von  $E_b/N_0$  heisst bei dB-Skala schieben.

Richtung? Überlege ob BER zu- oder abnehmen muss.

# Noch höhere Datenraten III

## M-ary PSK

M-ary PSK (Spezialfall QAM)



$$\text{BER} \approx Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{S_{\text{BPSK}} \cdot \text{Id}(M)}{S_{\text{MPSK}}}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{3}{6.83}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0} \frac{1}{2.28}}\right)$$

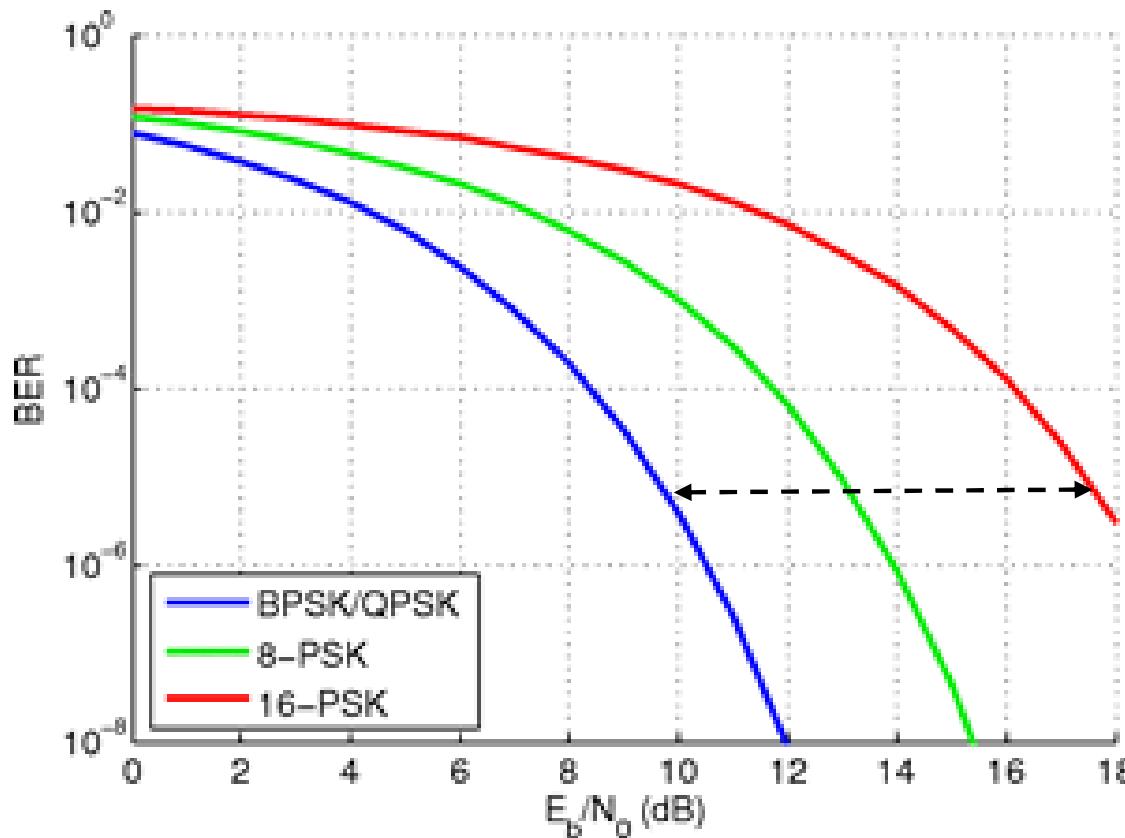
Vergleich mit BPSK:

6.83-fache konstante Leistung

2.28-faches  $E_b$  pro Bit.....3.6 dB schlechter als BPSK für gleiche BER  
schlechter als 8-QAM aber konstante Enveloppe!

# Noch höhere Datenraten III

## M-ary PSK

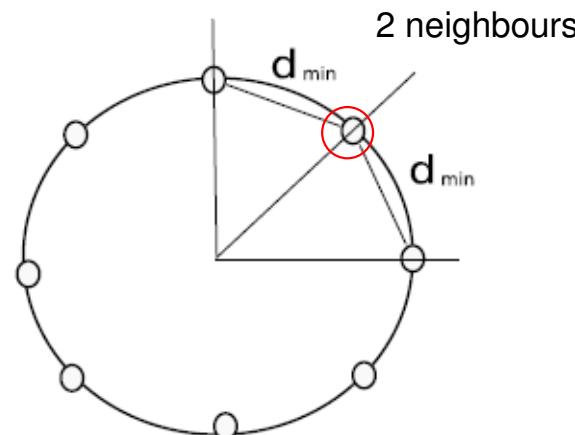


16-PSK:  
 $S \text{ pro Bit} = 5 \cdot 13^2 / \ln(16)$   
8 dB schlechter als PSK

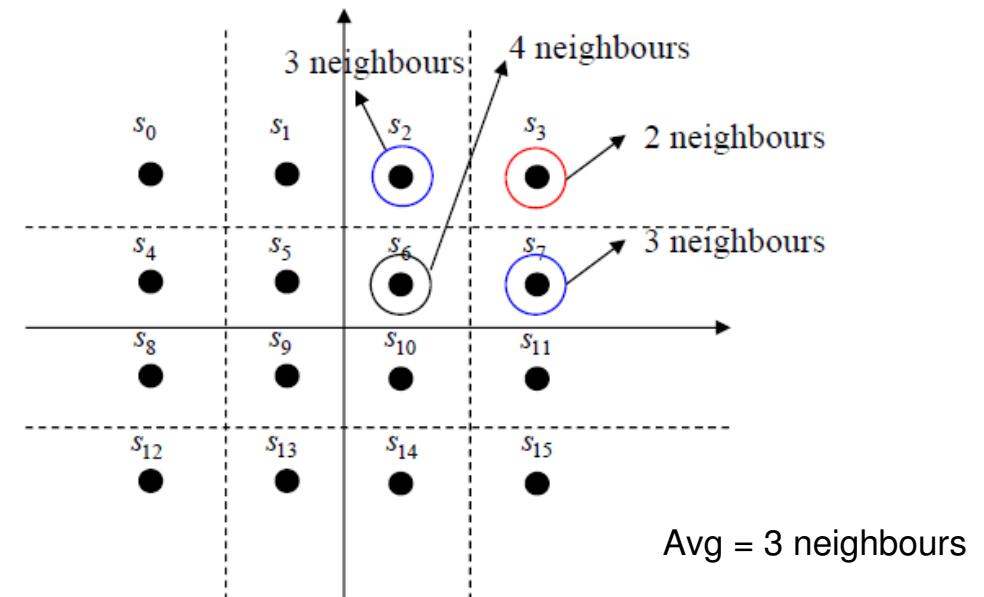
Tendenziell haben  
**QAM bei Kabelübertragungen** (mehr Bit/Symbol)  
und  
**M-ary PSK im Funkkanal** (konstante Amplitude)  
ihre Stärken.

# Verfeinerung für BER Vergleich

Die benutzte Näherungsmethode kann für regelmässige Konstellationen verfeinert werden, indem die durchschnittliche Anzahl Nachbarn zu jedem Symbol einbezogen wird und die Tatsache, dass bei Grey Codierung 1 Symbolfehler nur 1 Bitfehler entspricht ( $\text{Id}(M)-1$  richtige Bit).



$$\text{BER}^* \approx \text{BER} \cdot \frac{2}{\text{Id}(M)}$$



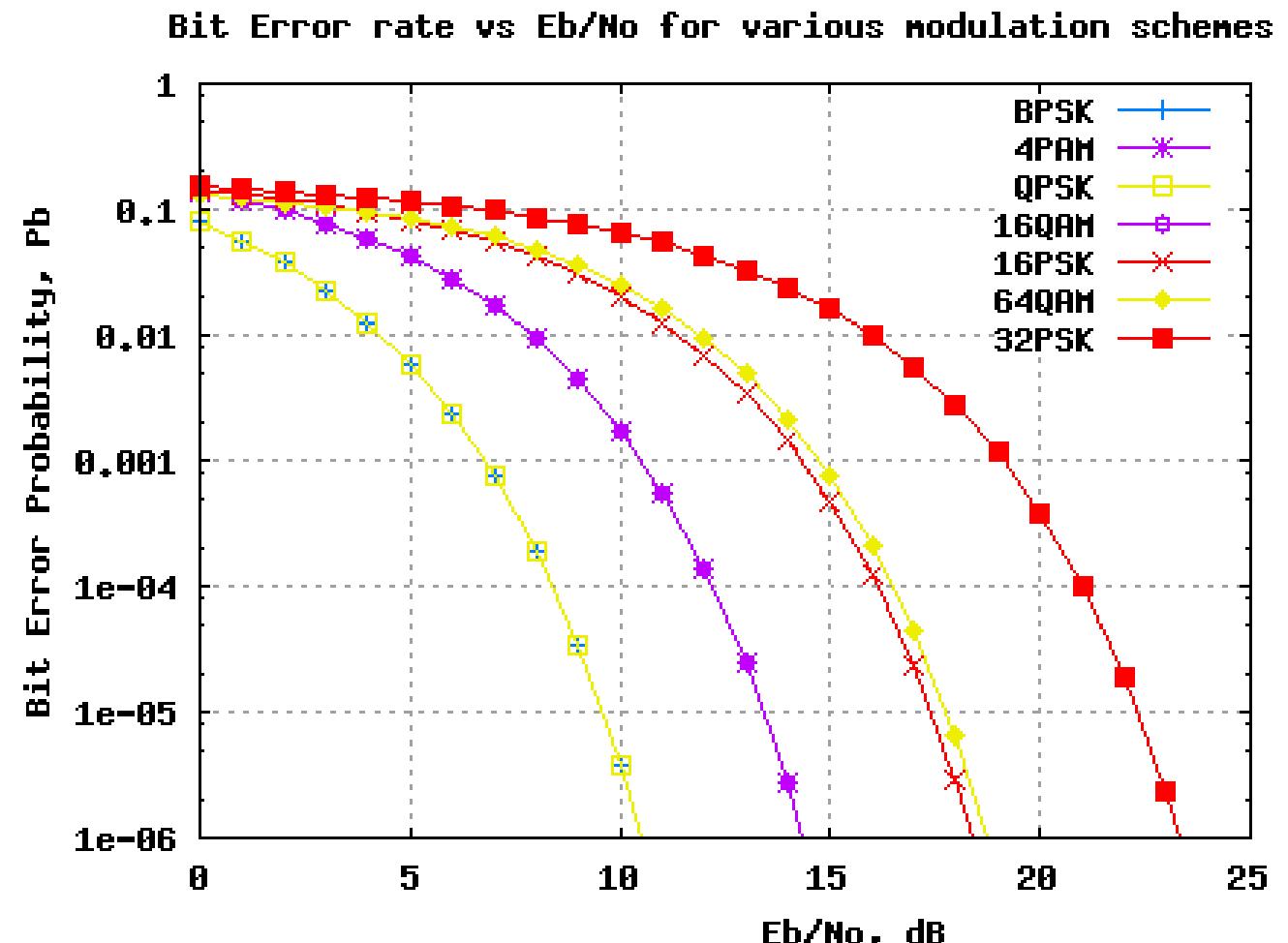
$$\text{BER}^* \approx \text{BER} \cdot \frac{3}{\text{Id}(M)}$$

Note: Bitfehler durch Sprünge weiter als 1 Nachbar sind weniger häufig und hier noch nicht berücksichtigt

# Vergleich m-PSK und QAM

Remember !

- Symbolrate konstant
- Bandbreite konstant
- Sendeleistung wächst



Noch ein Vergleich:

- Falls beim BPSK auf die  $\text{Id}(M)$ -fache Datenrate erhöht würde:
- Bandbreite nimmt um  $\text{Id}(M)$  zu
  - $E_b$  nimmt um  $\text{Id}(M)$  ab bei gleicher Sendeleistung
  - BPSK Kurve um  $10 \log(\text{Id}(M))$  nach rechts verschieben

# Wenn Kohärenzbandbreite zu klein: M-ary FSK , OFDM

Problematik:

Höherwertige Modulation QAM, M-ary PSK → **Limite** Sendeleistung S

Mehr Datenrate via mehr Bandbreite → **Limite** Kohärenzbandbreite  $B_C$

Was tun wenn  $B_C$  die Symbolbandbreite  $B_S$  begrenzt?

**Bandbreite ausbauen** durch Parallelnutzung mehrerer Kanäle mit  $B < B_C$ .

**M-ary FSK:** „1 out of M“: FSK erweitert auf M Töne im Abstand  $1/T_S$   
Leistung identisch mit Tonleistung, also konstant  
Eigenschaften bei **konstant** bleibender **Symbolrate**:

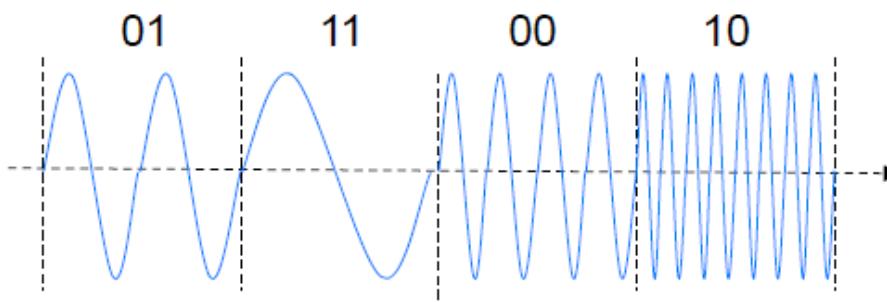
- Die **Datenrate wird gesteigert** um Faktor  $\text{Id}(M)$
- Die **Sendeleistung bleibt konstant**
- Die gesamte **Bandbreite wächst** um Faktor M

**OFDM:** N Frequenzen zeitgleich moduliert: QAM / M-ary PSK  
erweitert auf N Töne im Abstand  $1/T_S$   
Eigenschaften bei **konstant** bleibender **Symbolrate**:

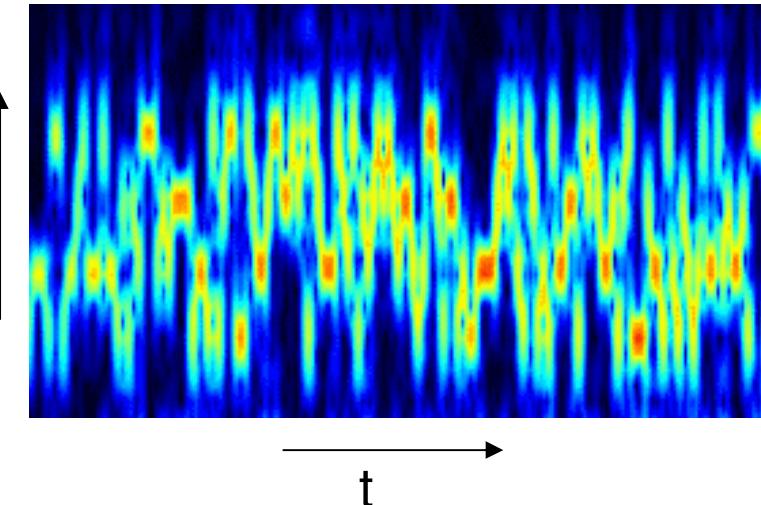
- Die **Datenrate wird gesteigert** um Faktor N
- Die **Peak Sendeleistung nimmt zu**
- Die gesamte **Bandbreite wächst** um den Faktor N

# Noch höhere Datenraten: M-ary FSK

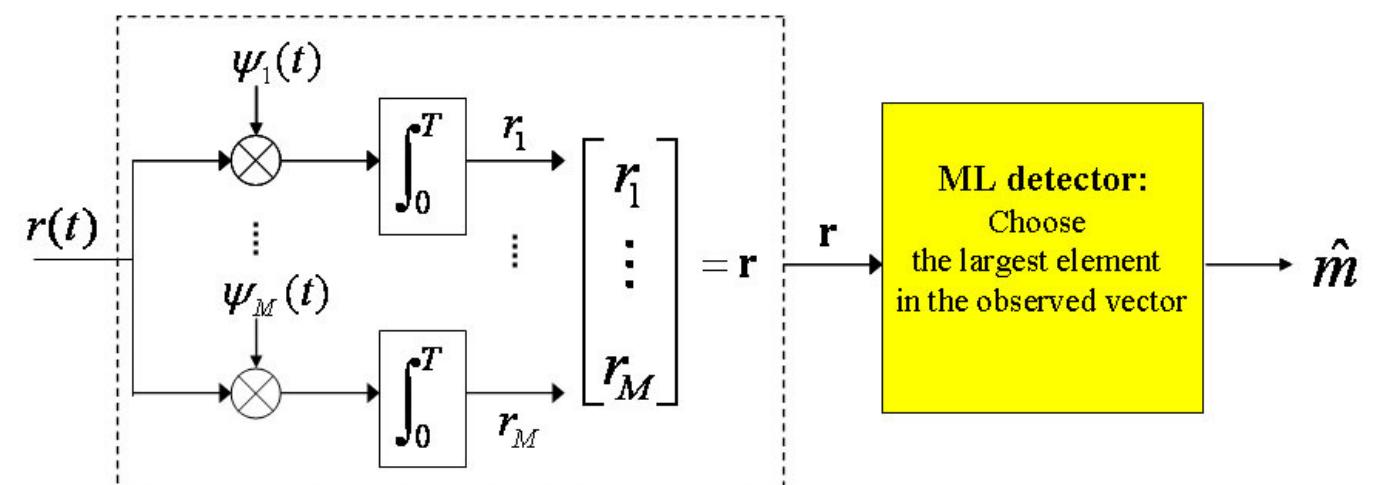
Zeitsignal M = 4



Real-time Spektrogram M = 4



Empfänger:  
M Korrelatoren auf  
jeden Frequenzton  $\Psi_i$



# Extrembeispiel M-ary FSK

Beispiel: Im Kurzwellenfunk ist die Kohärenzbandbreite oft  $< 100$  Hz !

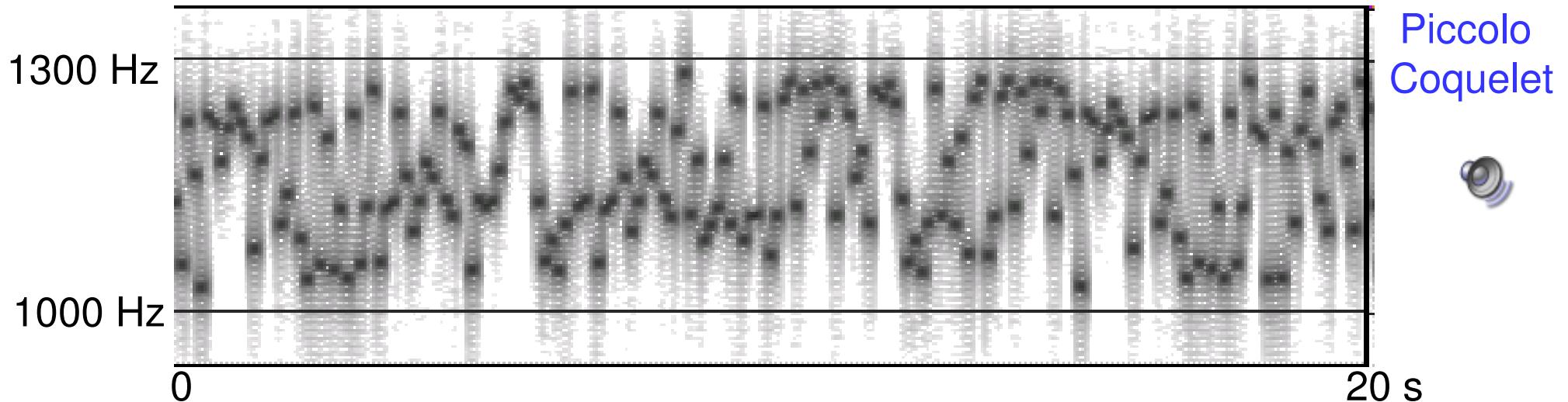
Modem mit 62.5 bit/s:

16-FSK for Data Rate 62.5 bit/s

Operating at  $62.5/4 = 15.625$  Symbol/s.

Tone spacing of 15.625 Hz

Signal bandwidth of  $16 * 15.625 = 266$  Hz.



Spectrogram of an 16-FSK signal (16 carriers)

This short transmission contains about 120 letters

Note: andere M-ary FSK Apps: HF ALE, VHF/UHF Troposcatter und Meteorscatter

# BER von M-ary FSK

WSK Symbolfehler  $P_E$  und BER:

$$P_E(M) \leq (M-1) \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_{\text{Symbol}}}{N_0}}\right)$$

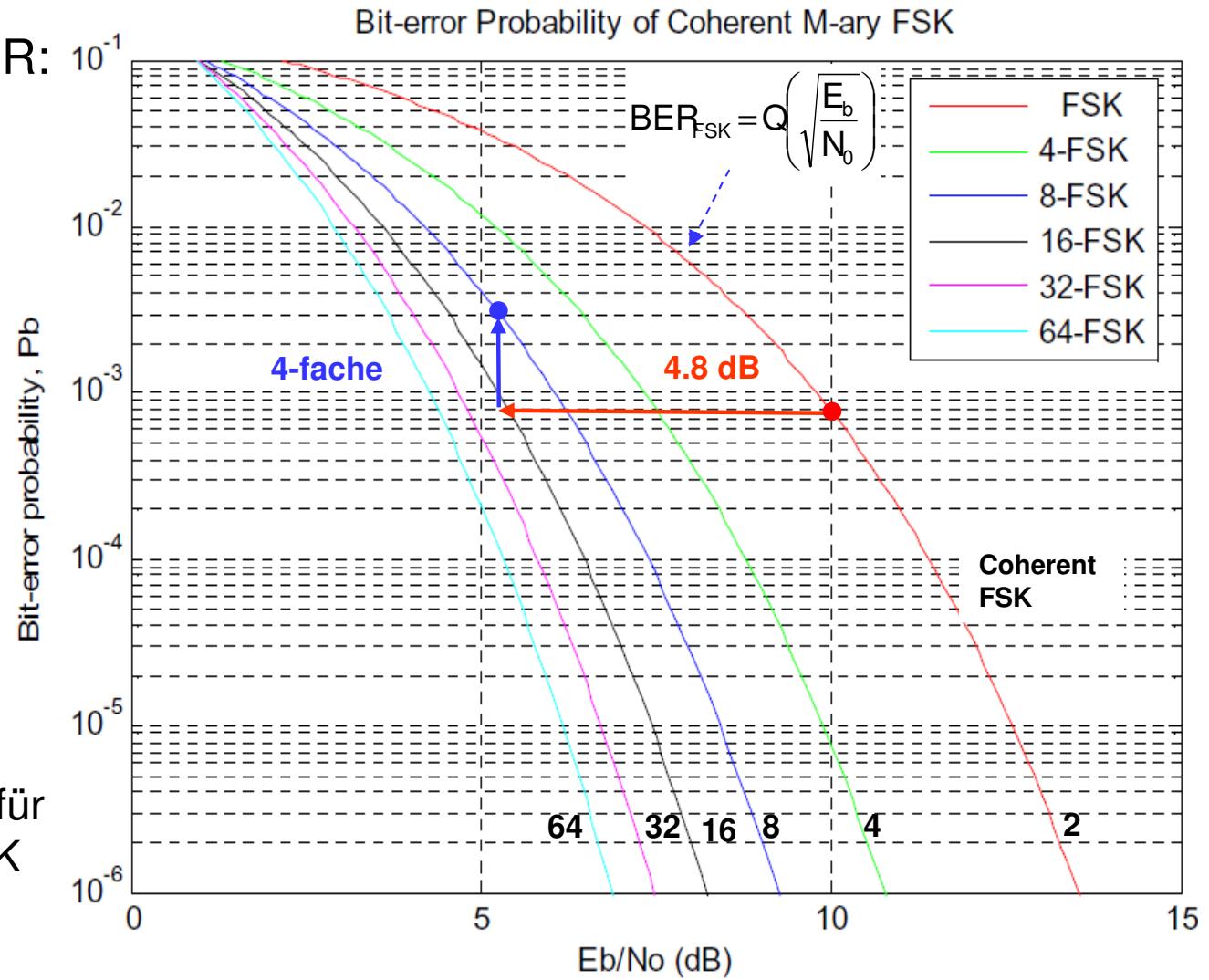
$$\text{BER} \approx \frac{M}{2} \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \cdot \text{Id}(M)\right)$$

Konstruktion z.B.:  $M = 8$  (3 Bit)

$$\text{BER} = 4 \cdot Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \cdot 3\right)$$

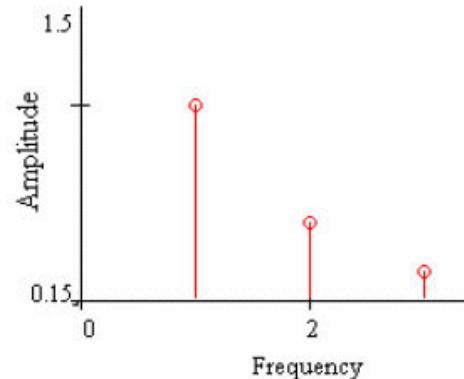
4.8 dB links von BER für  
Coherent FSK

4-fache BER

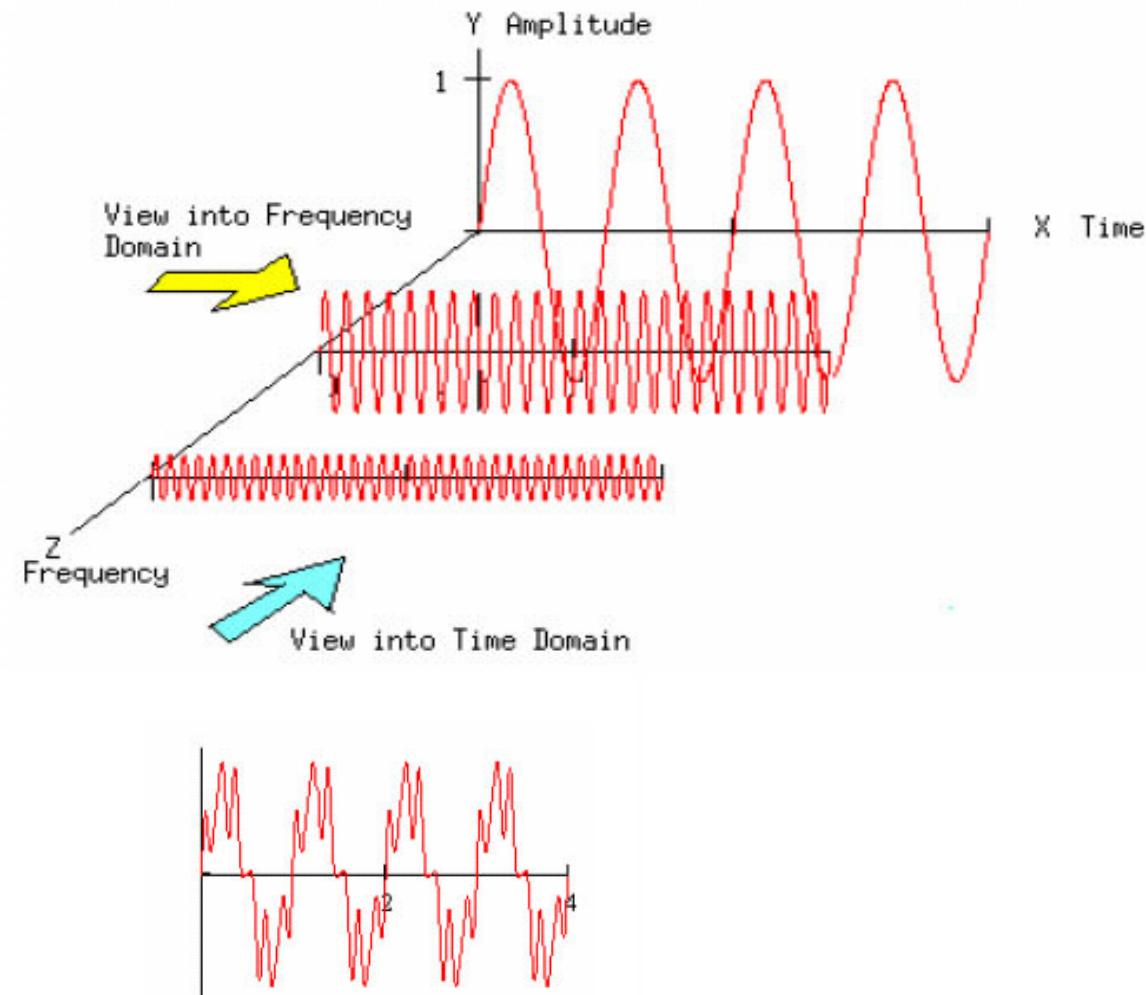


Kurvenpunkt allgemein:  $10 \cdot \log(\text{Id}(M))$  dB **links** von FSK dann  $M/2$ -fache BER

# Kombinationslösung: OFDM



(b) Frequency domain view



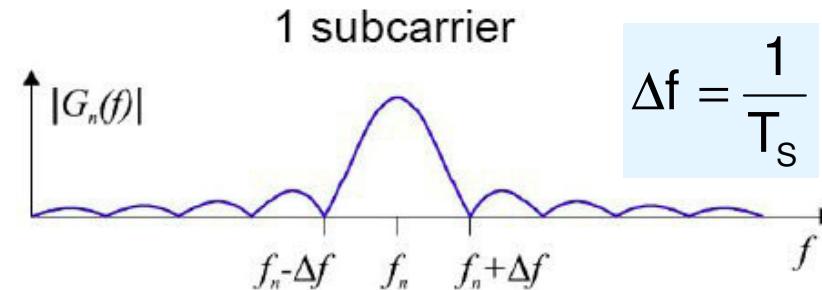
(a) Time domain view

# Kombinationslösung: OFDM

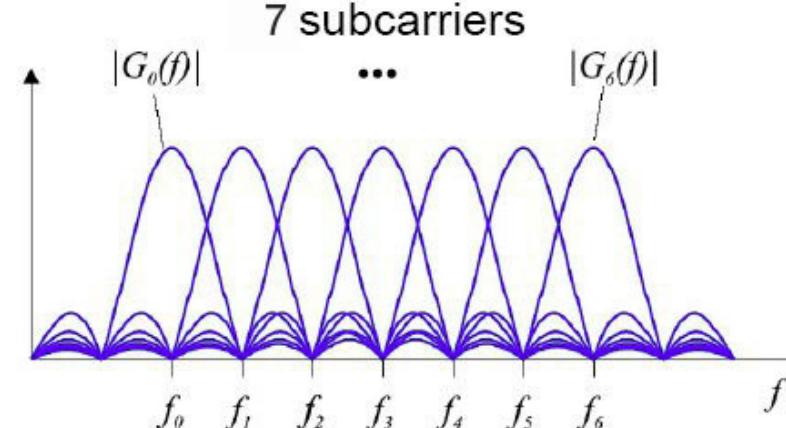
## Orthogonal Frequency Division Multiplexing

- Verzicht auf Leistungseffizienz und auf konstante Enveloppe
  - Lösung für hohe Raten bei begrenzten Kohärenzbandbreiten  $B_C$
- Bandbreite unterteilen in Subbänder mit  $B_{\text{sub}} = 1/T_S < B_C$
- 1 Träger pro Subband = Subcarrier
- Modulieren aller N Subcarrier gleichzeitig mit QAM  $R = N \cdot 1/T_S$
- Subcarrier Signale sind alle orthogonal (MF = Korrelatorenempfänger)

Spektrum einzelnes  
Subcarrier Symbol  
der Dauer  $T_S$



Spektrum von 7  
Symbolen auf  
orthogonalen  
Subcarrier



...looks like  
a fully populated  
FFT with grid  $1/T_S$

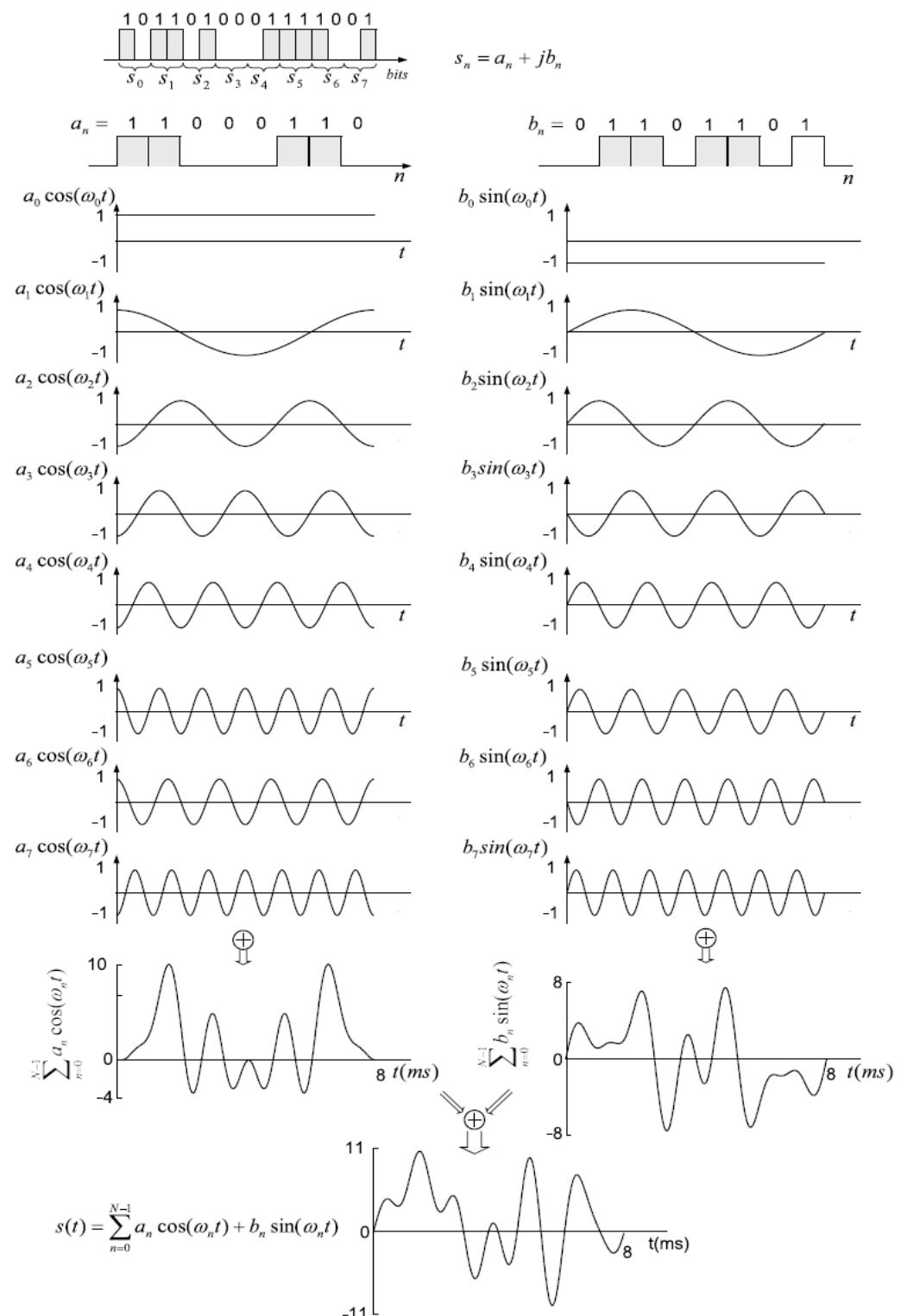


# Time Domain View OFDM

Einfaches Beispiel mit  
8 QPSK -modulierten  
Trägersignalen

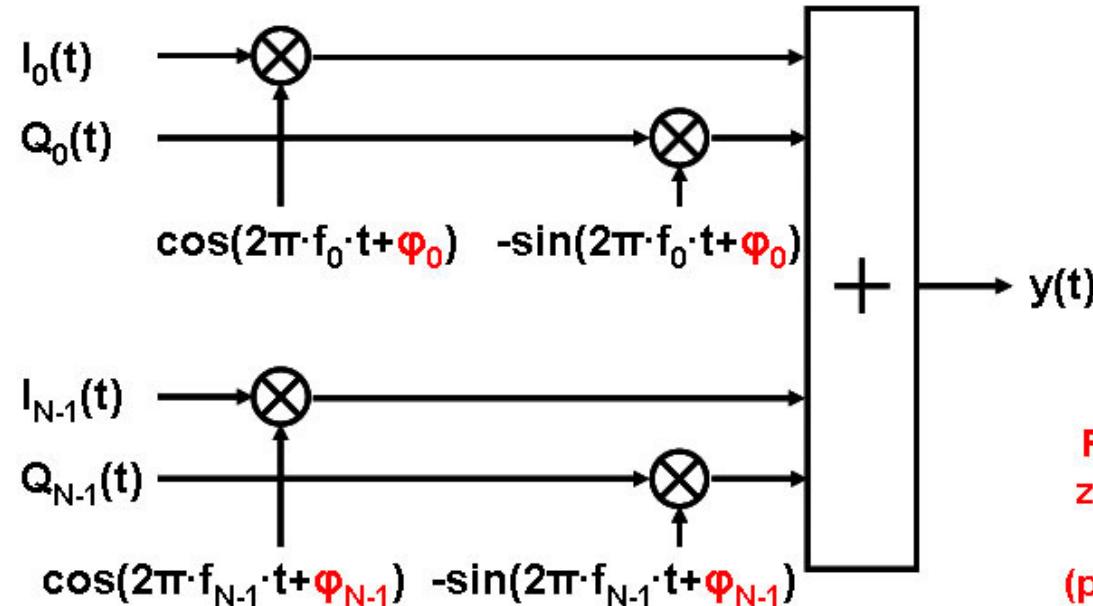
$a_n, b_n$  Coding to polar:

„1“  $\rightarrow +1$   
„0“  $\rightarrow -1$

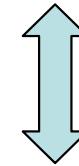


# OFDM Modulator

Spektralwert QAM  
(Amplitude und Phase)  
für Träger 0...N



DFT(FFT):



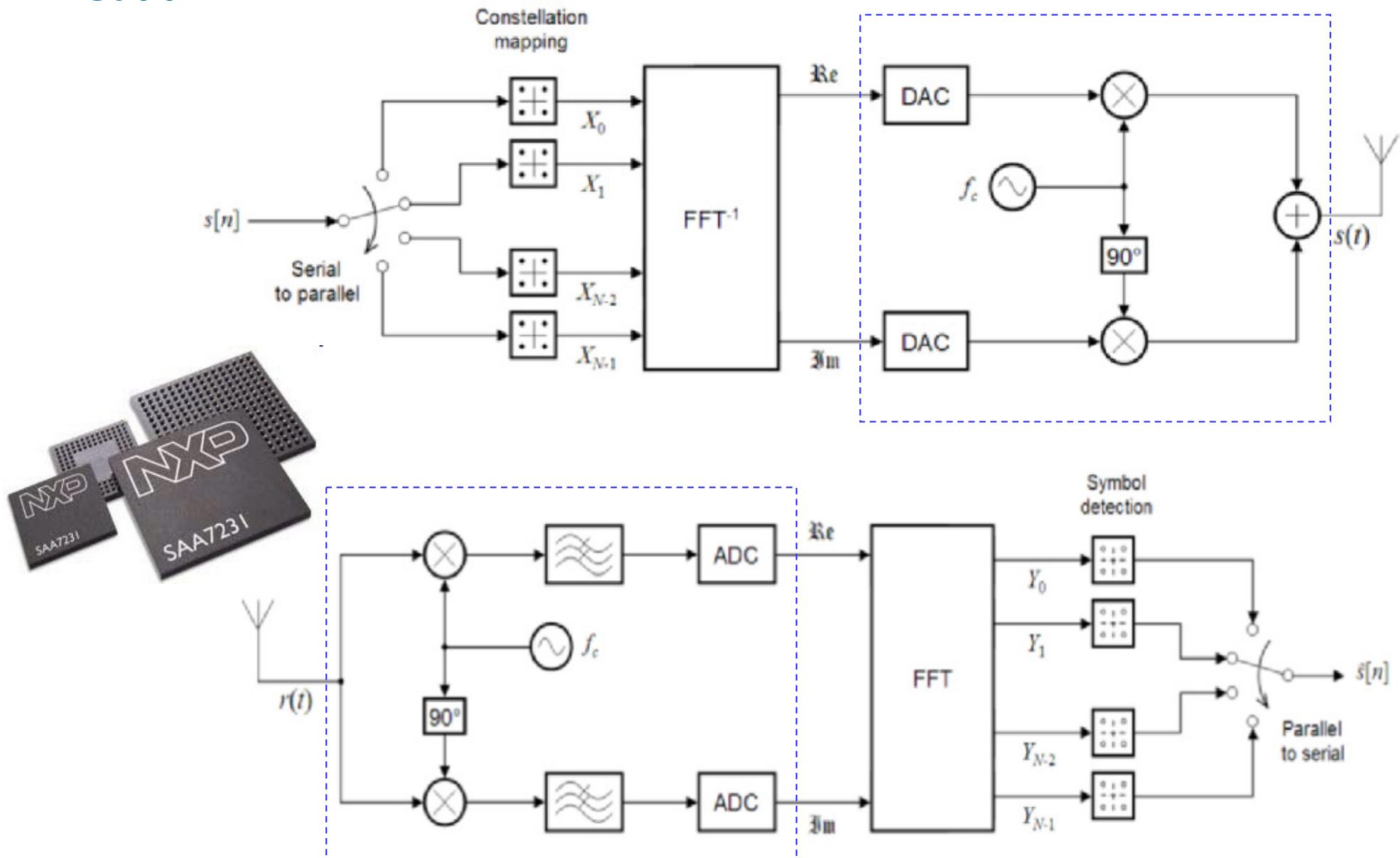
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (k = 0, 1, \dots, N-1)$$

→ Modulator = IFFT  
→ Demodulator FFT

IDFT(IFFT):

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (n = 0, 1, \dots, N-1)$$

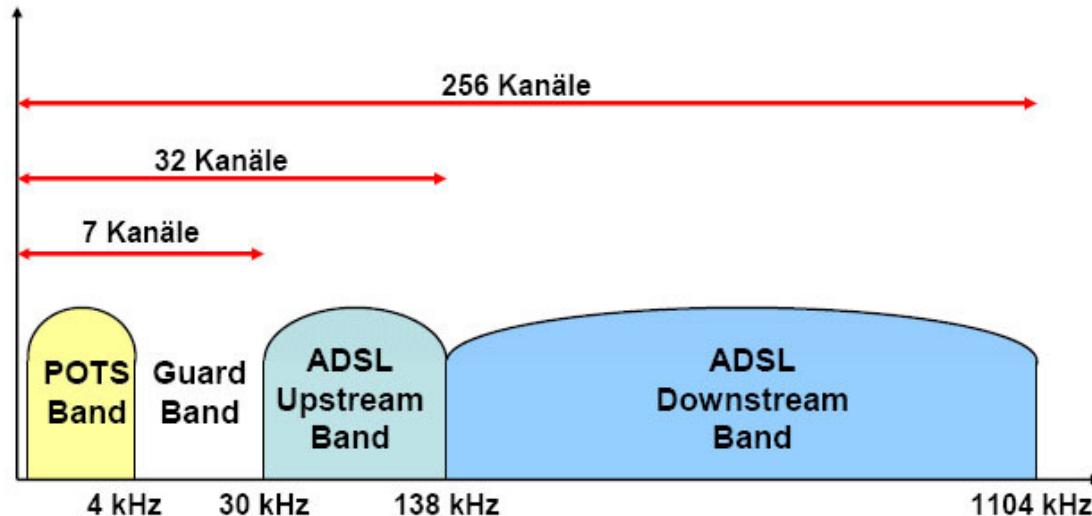
# Architektur OFDM Modem



Implementation: FPGA, DSP, ASIC

# Anwendungen OFDM

## ADSL mit POTS Splitter



## ADSL mit DMT-Verfahren: ITU-T G.992.1

Downstream:  $N = 232$ ,  $\Delta f = 4.3125 \text{ kHz}$ ,  $B = 1.104 \text{ MHz}$

$R_{\text{net}} \leq 8.192 \text{ Mbit/s}$ , QAM mit  $M = 2^2 \dots 2^{15}$

Upstream:  $N = 25$ ,  $\Delta f = 4.3125 \text{ kHz}$ ,  $B = 138 \text{ kHz}$

$R_{\text{net}} \leq 768 \text{ kbit/s}$ , QAM mit  $M = 2^2 \dots 2^{15}$

DMT = Discrete Multi Tone

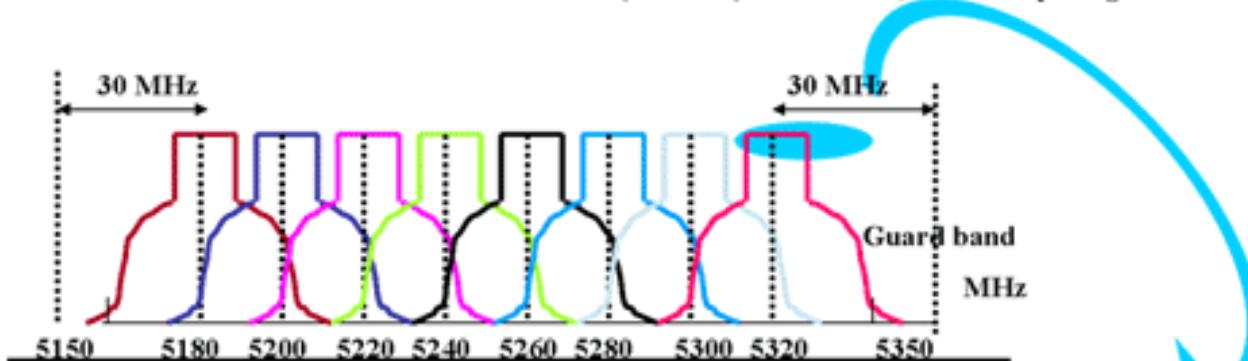
POTS = Plain Old Telephone Service

Note:  $R_{\text{net}}$  basiert auf 4 kHz Symbolrate wegen Guard Time

# Anwendungen OFDM

WLAN IEEE 802.11a bis 54 MBit/s im 5 GHz Band

Lower and Middle UNII bands - 8 Channels (Carriers) in 200 MHz, 20 MHz Spacing



Transmit Power

40 mW (2.5 mW/MHz)

200 mW (12.5 mW/MHz)

Guard band

20 MHz

20 MHz

Each Channel has 52 sub-carriers

(48 data sub-carriers and 4 pilot sub-carriers)

Each with 312.5 kHz wide

20 MHz

</

# Anwendungen OFDM

Tabelle 1: Übertragungsparameter im 8-MHz-Kanal

Parameter	Modus							
	<b>2k</b>				<b>8k</b>			
Symboldauer $T_S$ [μs]	224				896			
Trägerabstand $\Delta f_T$ [kHz]	4,4643				1,116			
Trägeranzahl (theoretisch)	2048				8192			
Trägeranzahl (real)	1705				6817			
Belegte Bandbreite [MHz]	7,609				7,612			
Gesamtsymboldauer $T_{GS}$ [μs]	280	262	238	231	1120	1008	952	924
Schutzintervall $T_G$ [μs]	56	28	14	7	224	112	56	28
$T_G / T_S$	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Zul. Senderabstand [km]	16,8	8,4	4,2	2,1	67,2	33,6	16,8	8,4

Tabelle 2: Übertragbare Netto-Datenraten für DVB-T in einem 8-MHz Kanal unter Berücksichtigung der möglichen Parameter

Modulation	Coderate	Netto-Datenrate [Mbit/s]			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67

Task Force DVB-T Deutschland  
von ARD und ZDF



Abb. 1: Analogen TV-Signal

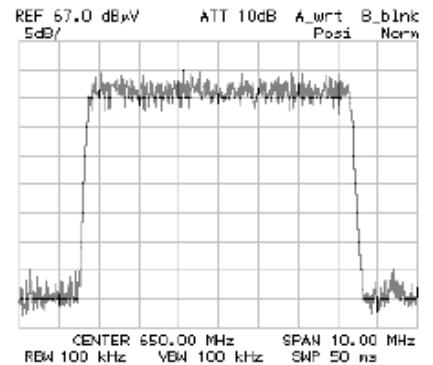


Abb. 2: DVB-T-Signal (ideal)

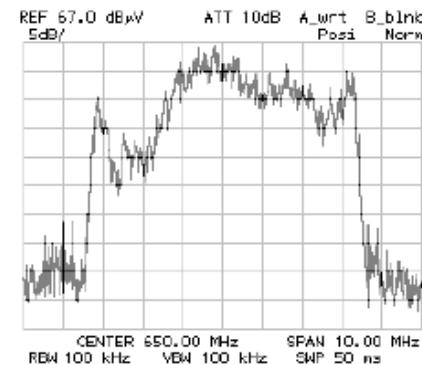


Abb. 3: DVB-T-Signal bei Mehrwegeempfang



# Planungsbeispiel OFDM @ ISM-Band 5.7 GHz

- Delay Spread
- Doppler Spread
- Assigned Bandwidth

$$\begin{aligned}\sigma_\tau &= 200 \text{ ns} \\ f_m &= 250 \text{ Hz } (120 \text{ km/h}) \\ &15 \text{ MHz}\end{aligned}$$

- Subchannel Bandwidth
- OFDM Symbol

$$\begin{aligned}1/T_S &= 200 \text{ kHz} \\ T_S &= 5 \mu\text{s}\end{aligned}$$

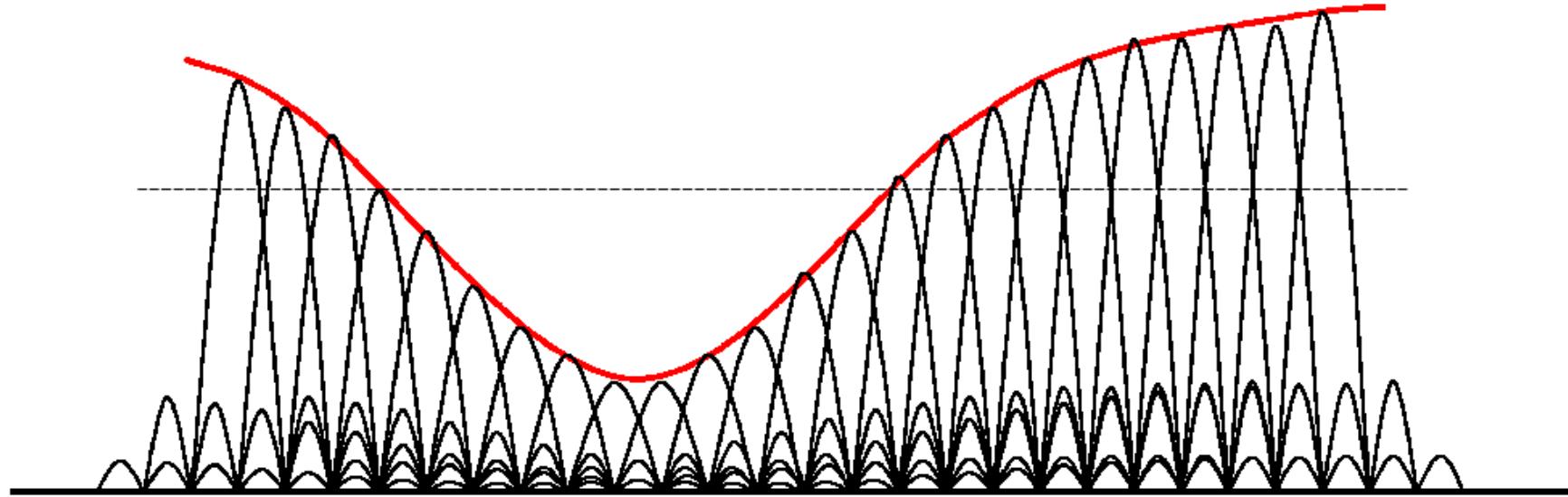
$$B_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_\tau} = 800 \text{ kHz}$$

- 
- FFT Window Size
  - Nr. of Subchannels
    - FFT Size should be  $2^N$
    - Subchannels unused
  - Subchannels are flat, slow fading type:
    - Symbol Period  $\ll$  Coherence Time
    - Subchannel Bandwidth  $\ll$  Coherence Bandwidth
  - Data Rates
    - BPSK (1 Bit/Symbol)
    - QPSK (2 Bit/Symbol)



ITS (car2car)

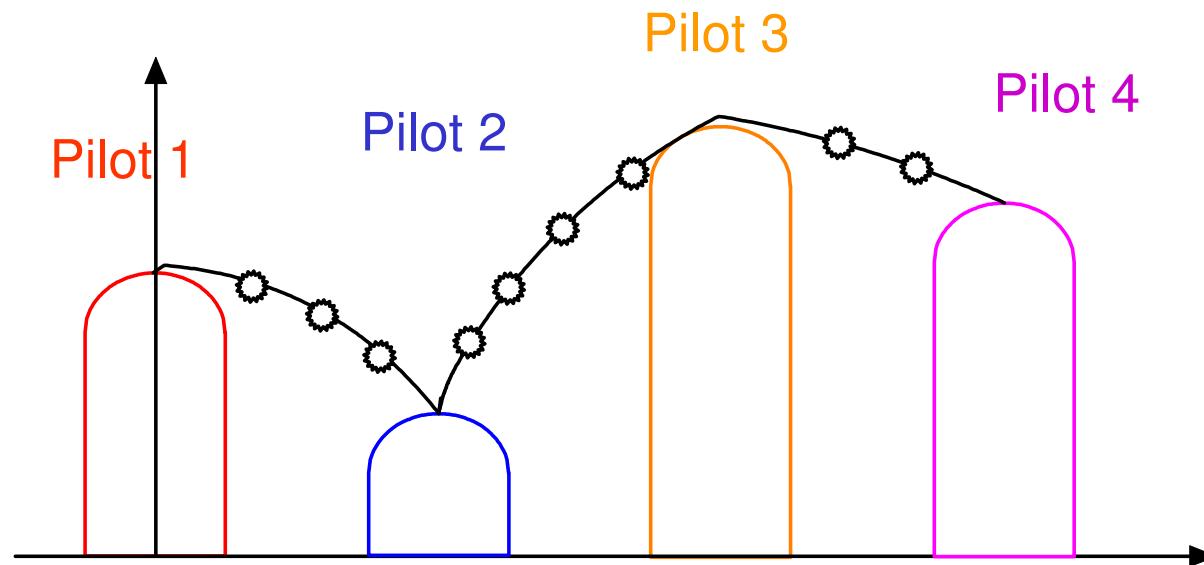
# Einfluss Multipath Fading auf OFDM



- Funkkanal wirkt wie Filter auf Amplitude und Phase des OFDM Signals
- Amplituden- und Phasengang variieren über die gesamte OFDM Bandbreite
- Weil Subchannel Bandbreite  $\ll B_c \rightarrow$  konstante Dämpfung und Phasenverschiebung innerhalb eines Subchannels
- Die Charakteristik ist zeitvariant ( $T_c$ )

# Channel Estimation

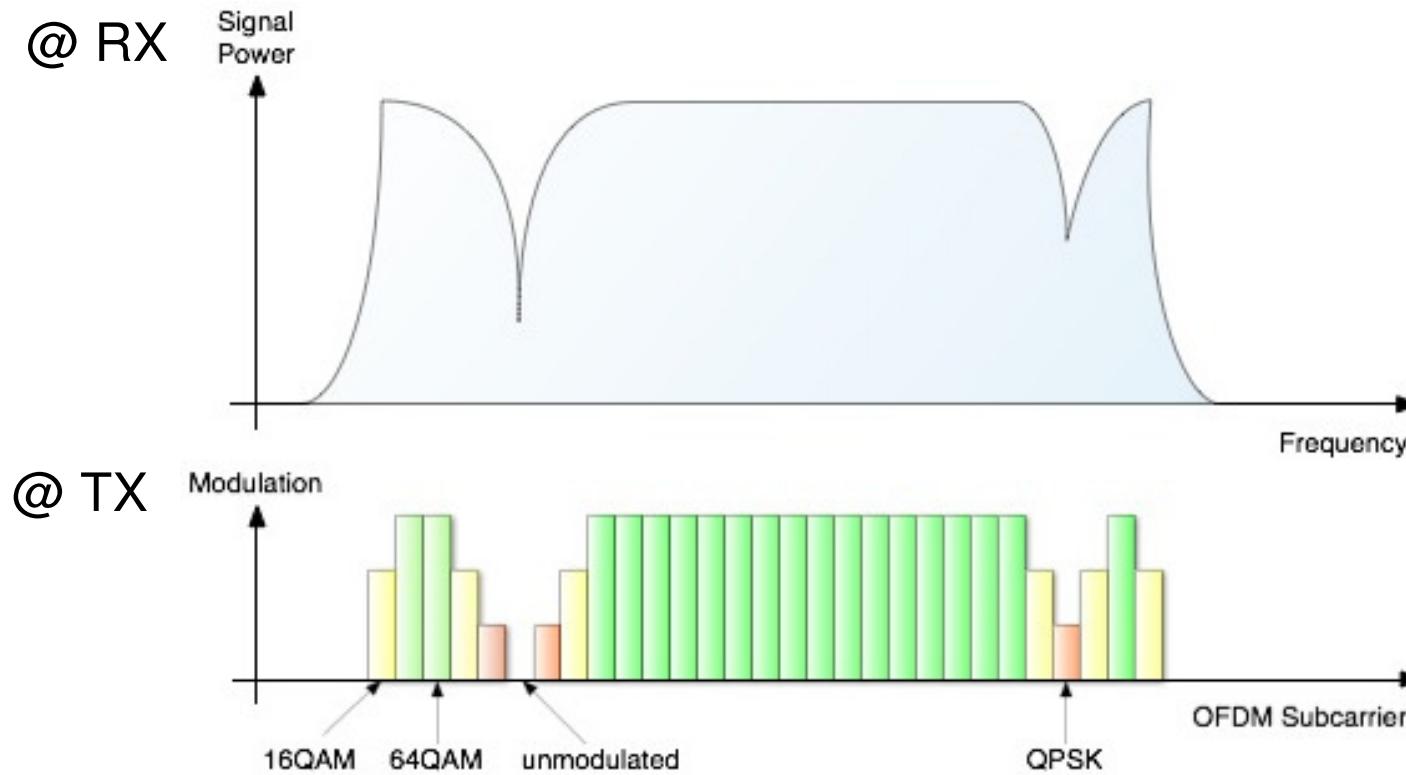
Insertion of unmodulated Pilot Tones



- Channel Estimation with Pilots
- Frequency and Phase Sync Extraction from Pilots
- Feedback Channel for Information to TX
- Channel Adaptive M-ary Modulation

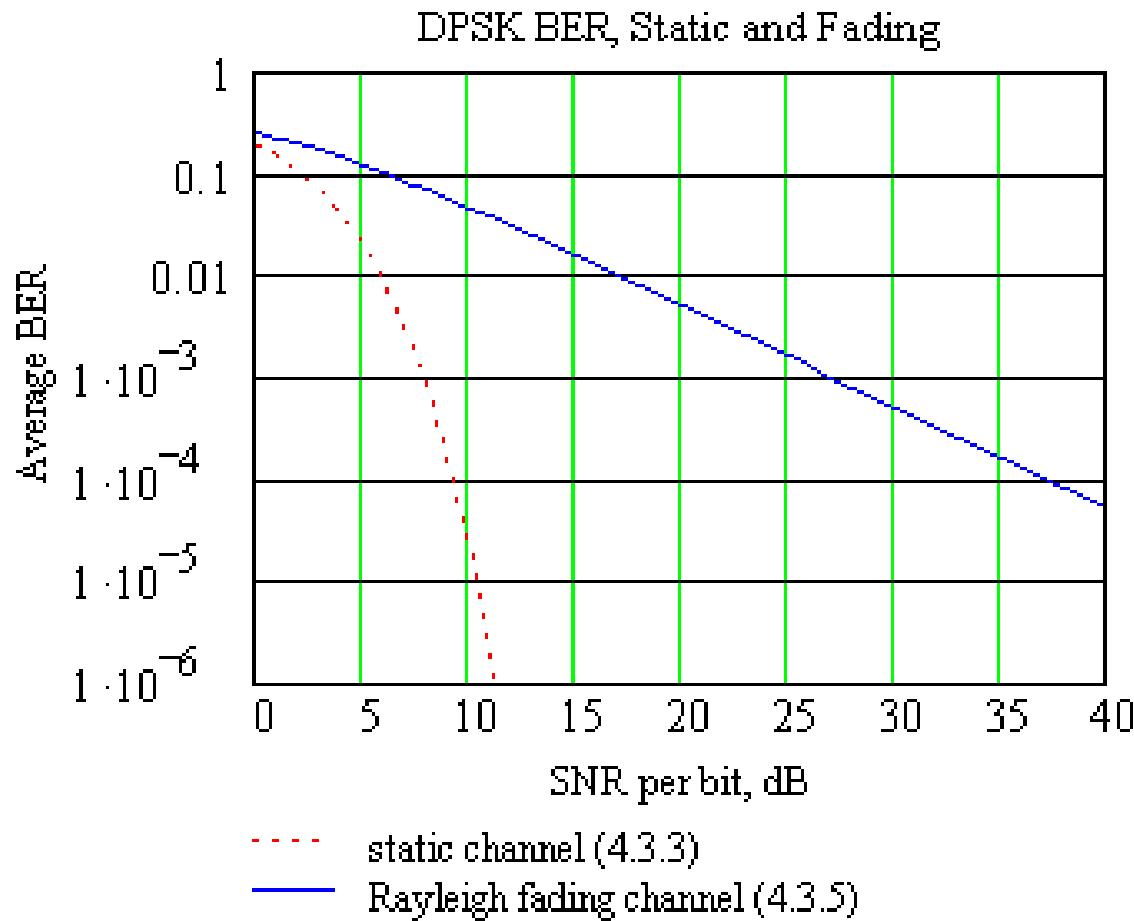
# Anwendungen OFDM

Scalable Adaptive OFDM für Funkübertragungssystem



- Referenz -Subcarrier für Frequenz Sync und Channel Estimation
- Referenz -Symbole für Zeit Synchronisation
- Adaptive Modulation je nach Estimated BER auf diesem Subträger

# Allgemein: BER im Funkkanal



BER flacht ab trotz guten S/N

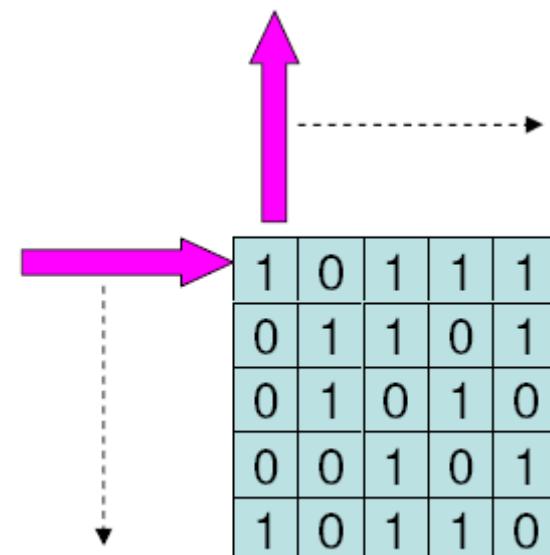
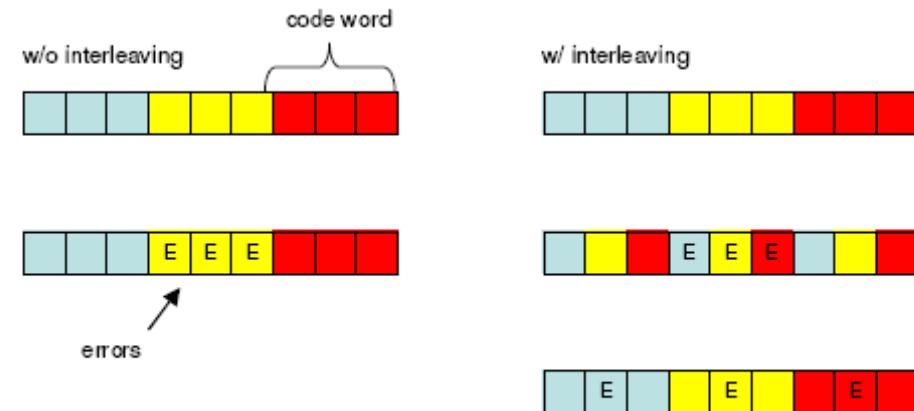
- Imperfections
- Fading

→ Fehlerkorrektur unabdingbar

NTM2

# Interleaving gegen Fehlerbündel

- Interleaving
    - Scatters error bursts
    - Can be done in time or in frequency domain
  - One of the simplest forms is block interleaving
    - Write row-by-row
    - Read column-by-column (or another way around)
    - Additional matrix permutation is possible



...NTM2