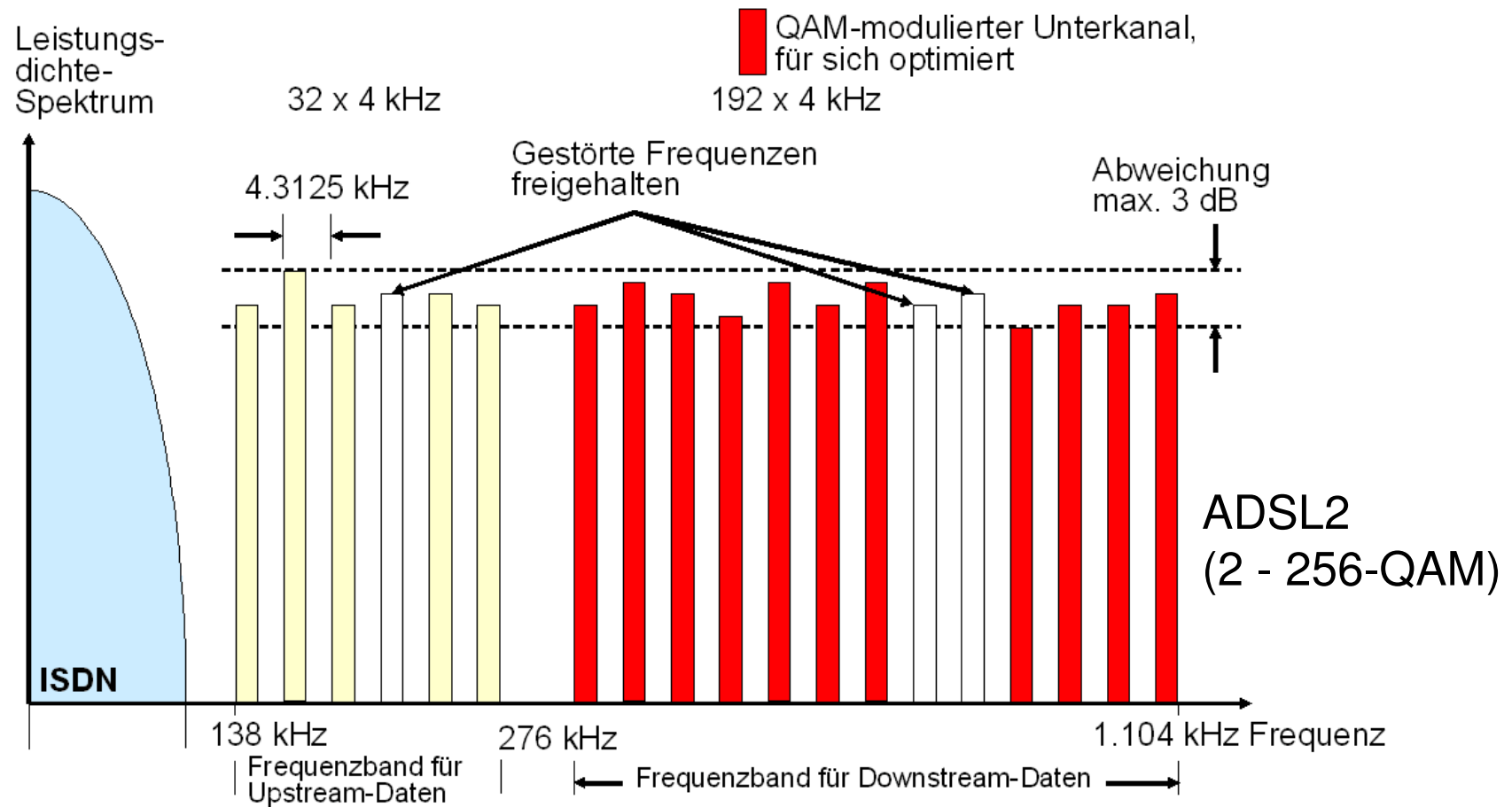


Digitale Bandpass Übertragung



Intro: Bandpass System



ISDN
Pulsformung 2B1Q

ADSL Upstream OFDM
1 MB/s

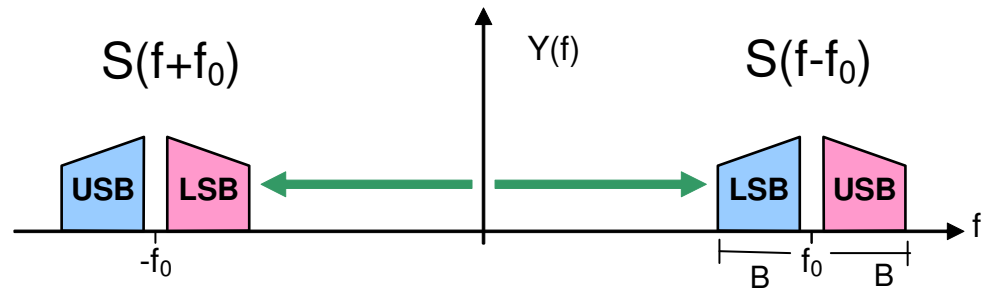
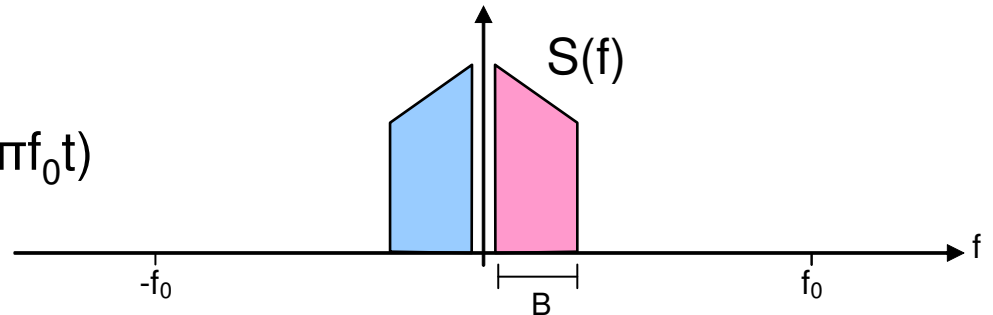
Downstream OFDM
8 MB/s

Harald Melcher - HS Esslingen

Repetition ASV: Mischen

- **TX Ausgangssignal:** $y(t) = 2 \cdot s(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t)$

- **Spektrum:** $Y(f) = S(f+f_0) + S(f-f_0)$



- **Channel**

Totale Senderleistung S_{TX}

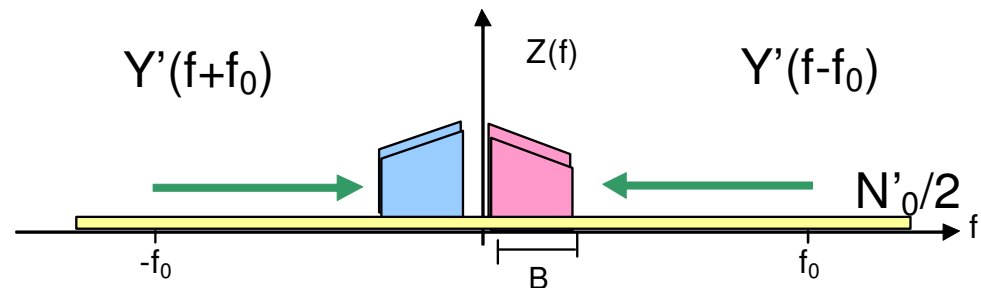
↓ Path Loss PL

Totale Empfangsleistung S_{RX} plus Noise Density $N_0/2$

- **RX Mischer:** $z(t) = PL \cdot y'(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) + n(t)$

- **Spektrum** (TP gefiltert):

$$Z(f) = Y'(f+f_0) + Y'(f-f_0) + N'_0/2$$

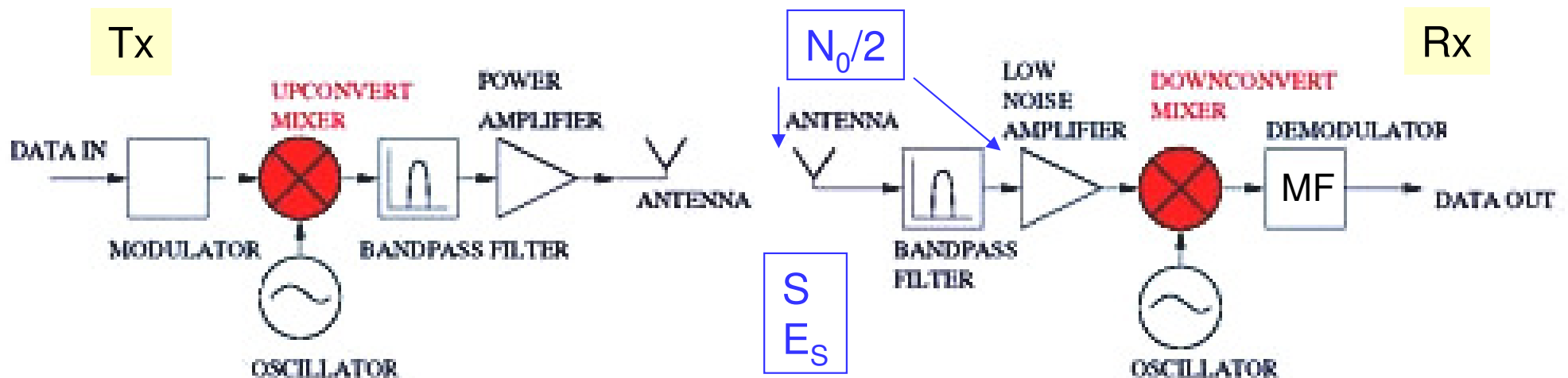


Basisband \rightarrow RF \rightarrow Basisband

Was ändert sich dabei? Vorschau:

- Sender mischt Signal auf RF \rightarrow Power S (E_s) am RX mit doppelter Bandbreite B
- Additives Rauschen entsteht am Empfängereingang vor ! dem Heruntermischen \rightarrow wegen $2 \cdot B$ sind auf dem Kanal 3 dB mehr Rauschen als bei Basisband
- Empfänger mischt Signal + Rauschen wieder herunter
- Im Idealfall addieren sich im Spektrum Signal **amplitude** und Rausch**leistung**
 \rightarrow Gewinn 3 dB

Zusammen: \longrightarrow Bandpass Übertragung ist gleichwertig wie Basisband

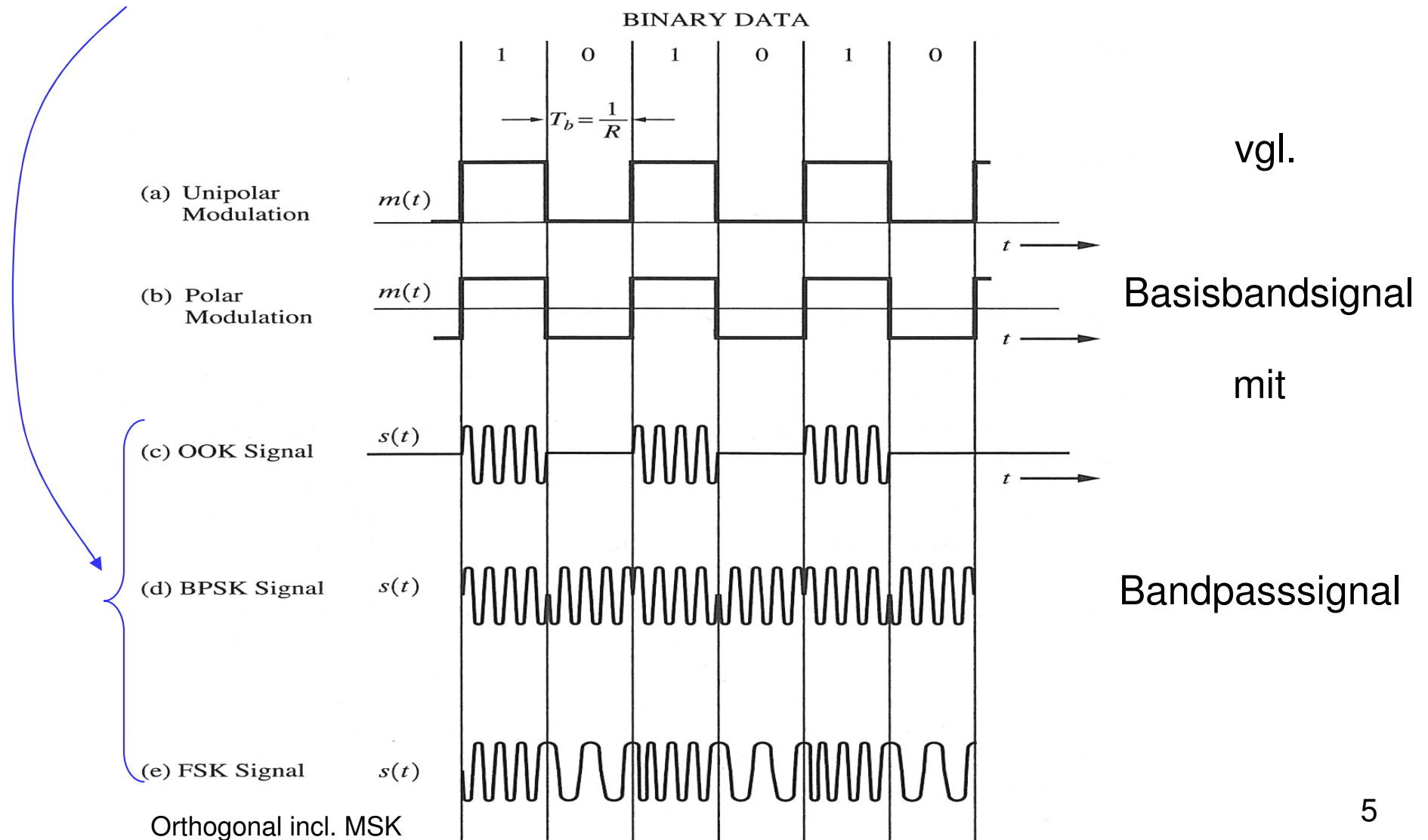


Note: Noise power density zweiseitig : $N_0/2$

3 digitale RF Modulationen

$$v(t) = V_C \sin(2\pi f_C t + \theta_C)$$

$$\text{Bitrate } R = 1/T$$



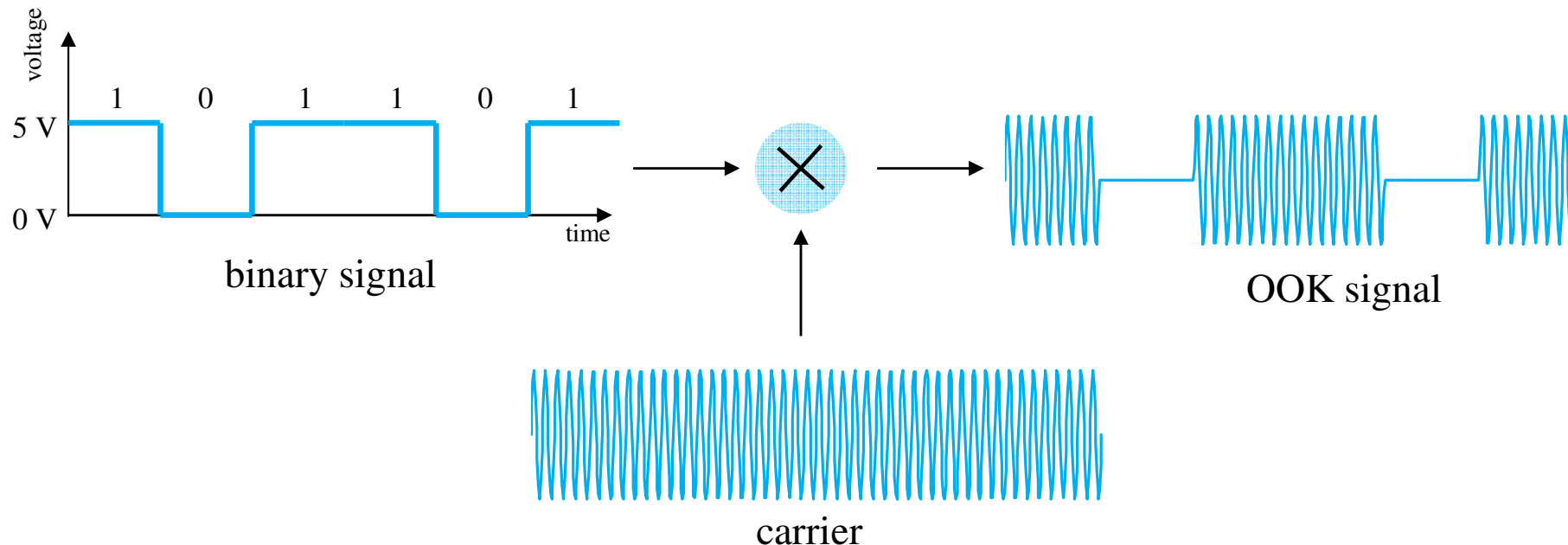
Modulation OOK (ASK)

On-Off Keying (OOK) Amplitude Shift Keying (ASK)

Vergleichbar mit **Unipolar** im Basisband

- + Einfachste Sender Hardware
- + simple Amplitudendetektion im Empfänger
- Schwellenwahl für den Entscheider im Empfänger heikel (Signalschwankung)

ASK : <100% ausgetastete AM z.B. RFID Leser zu Tag



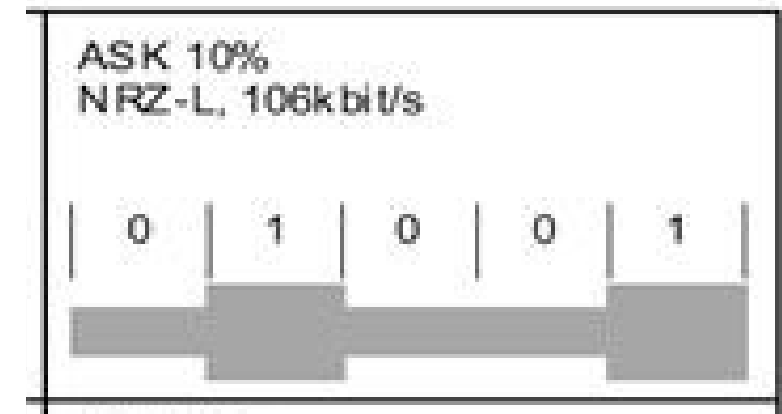
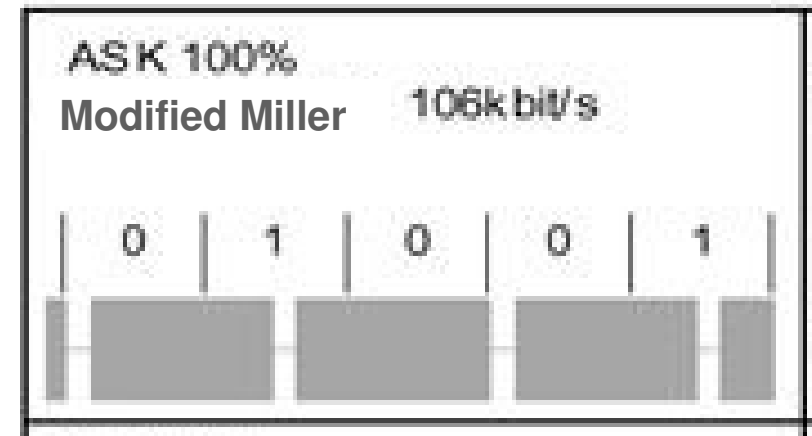
Modulation ASK - RFID

S/N bei RFID i.A. kein Thema, dafür aber:

- Bandbreite im Kanal
- Power Harvesting auf Funketikette

Table 1 Specifications of 13.56MHz RFID standards [1-3]

ISO standard	14443A	14443B	15693	18000-3
Carrier frequency	13.56 MHz \pm 7 KHz			
Data coding (Reader to Tag)	ASK 100% Modified Miller	ASK 10% NRZ	ASK 100%, 10% PPM (1 out of 256, 1 out of 4)	
Data coding (Tag to Reader)	OOK Manchester	BPSK NRZ-L	One or two subcarrier Manchester	
Data rate	106kbps		6.62 / 6.67 kbps 26.48 / 26.69 kbps	
Subcarrier Frequency	847.5kHz		423.75 / 484.28 kHz	
Read range	~5cm		5~20cm	
Required BW	1.7MHz		1MHz	



RFID – Beispiel mit sehr geringer Bandbreite

ISO 15693
(Logistik, Access Control)



Bandbreite sparen bei ASK100%
mit Hilfe „1 out of 4“
Pulse Position Modulation (2 bit)

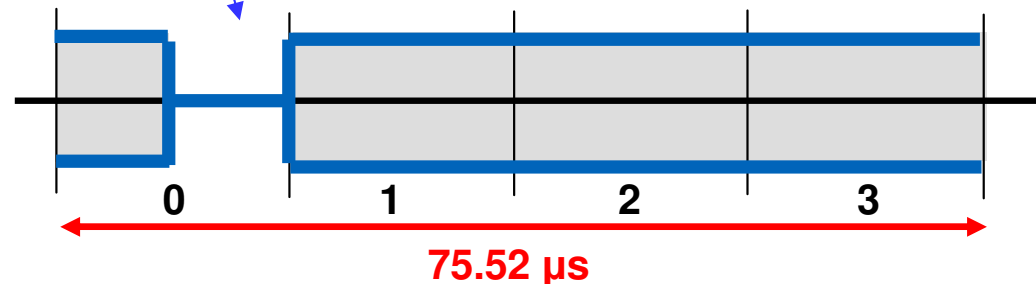
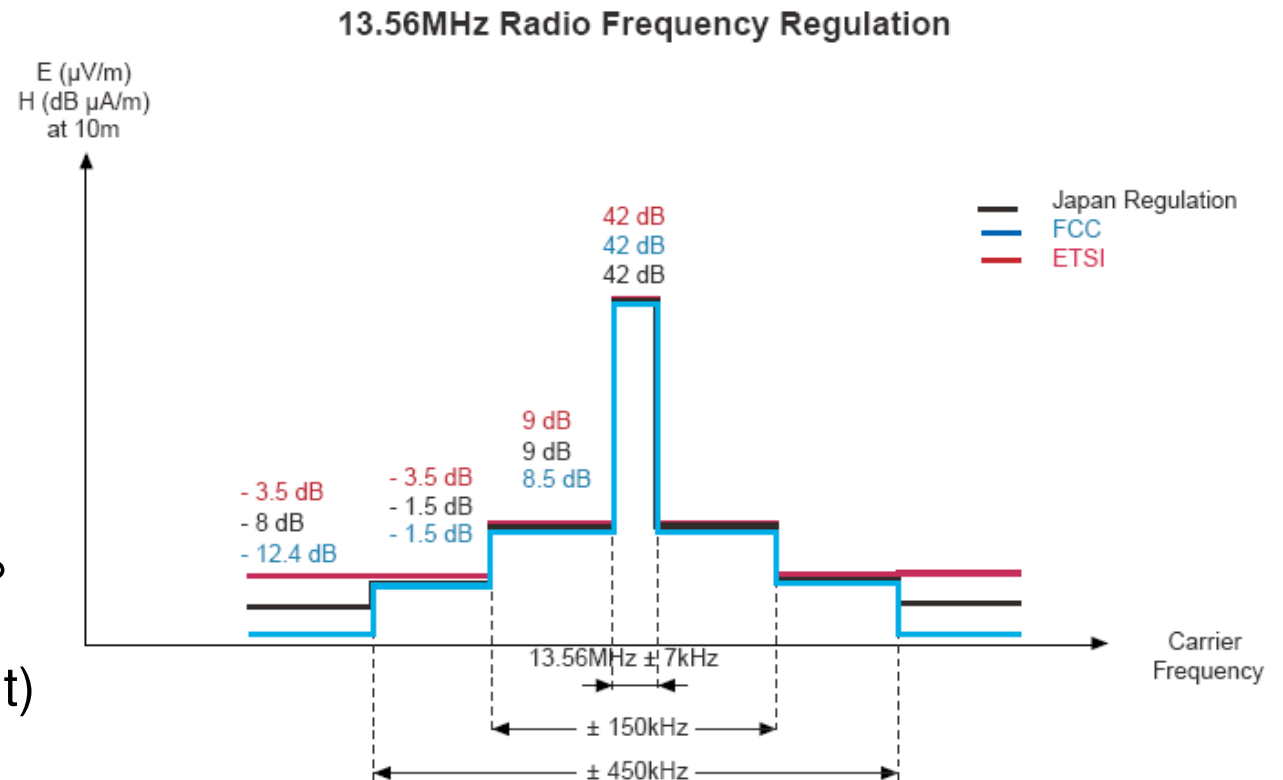


Figure 1. Magnetic Field Strength Profile at 10m

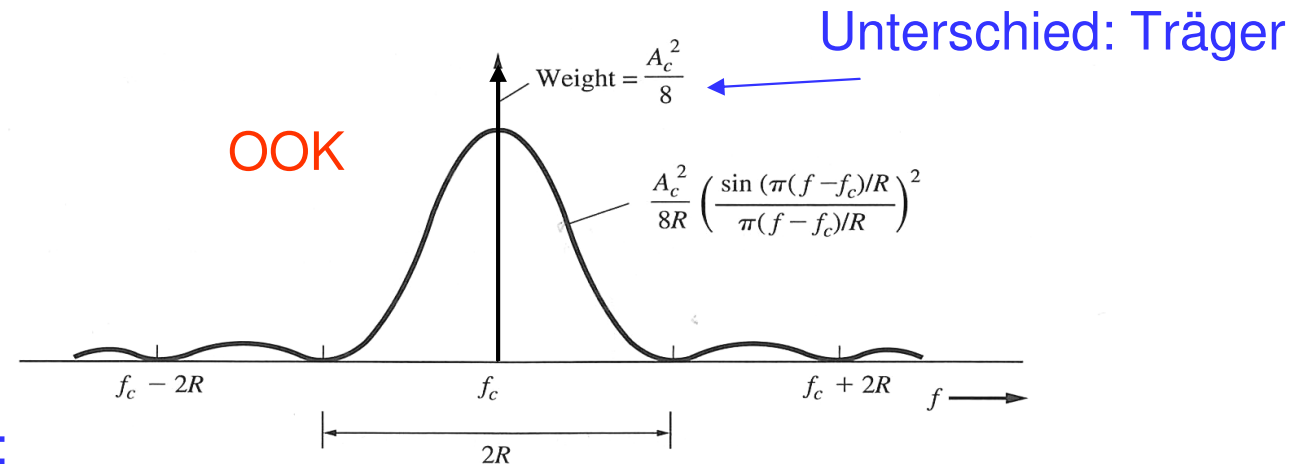


ASK Puls Power Spectrum¹

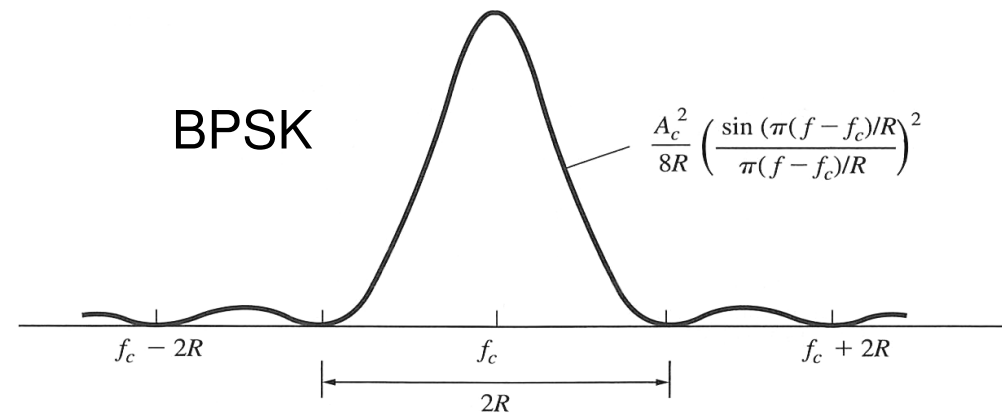
Datenrate $R = 1/T$

Einfachste Implementation:

- Rechteckpulse
- MF = Integrate & Dump



(a) OOK



(b) BPSK

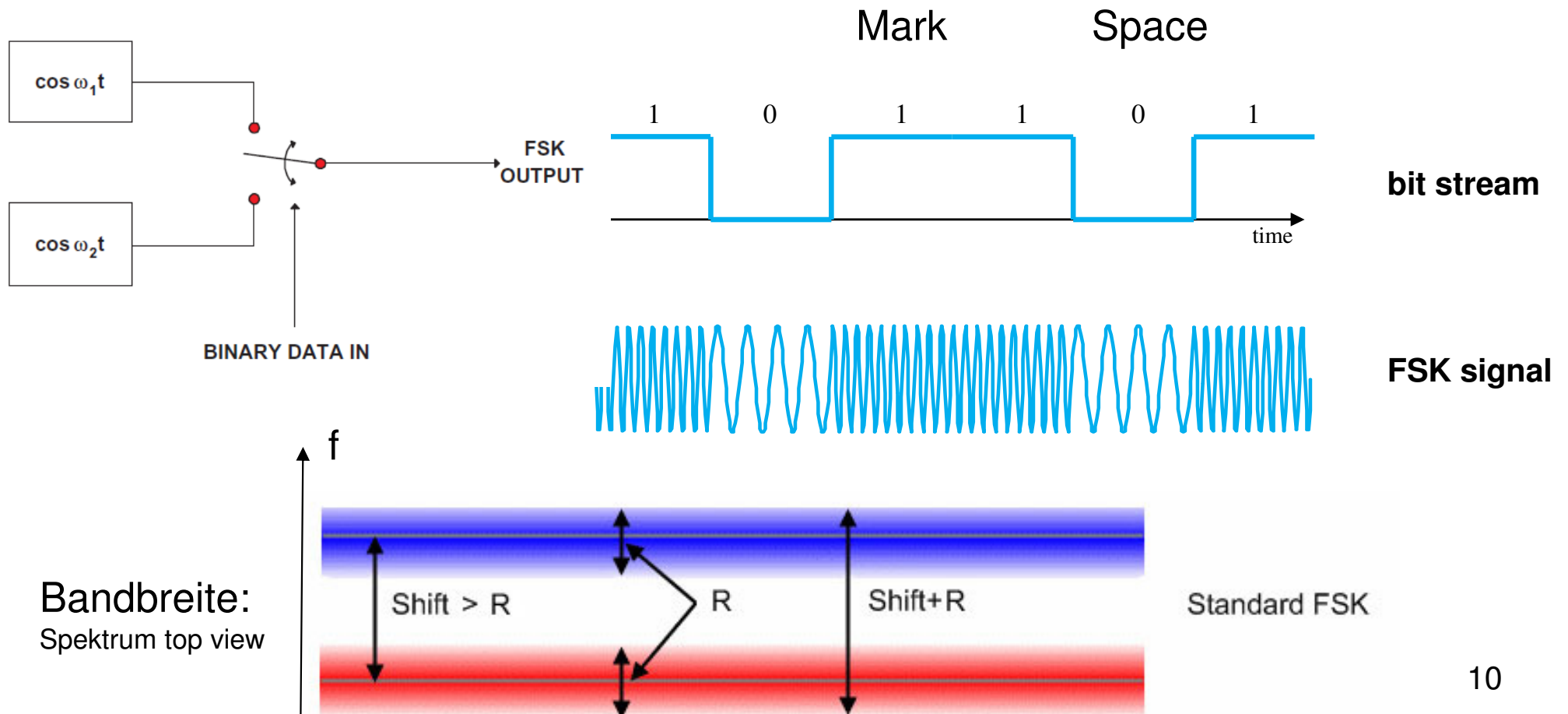
- Rechteck Enveloppe: Bandbreite im Kanal sehr gross: $B_{\text{Null to Null}} = 2 R$
- Bandbreite sparen: Raised Cosine: $B_p = (1+r)R$ (vgl. Kap.8)

¹ Korrekte Bez.: Power Density Spectrum, Leistungsdichtespektrum

Frequency Shift Keying FSK

Vergleichbar mit **Orthogonal** im Basisband

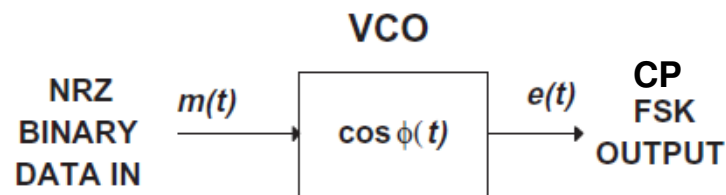
- + Einfache Hardware
- + Bessere Entschaiderschwelle als OOK durch Relativ-Vergleich
- Braucht mehr Bandbreite (FM)



Spektrum FSK (meist CPFSK)

CPFSK = Continuous Phase FSK

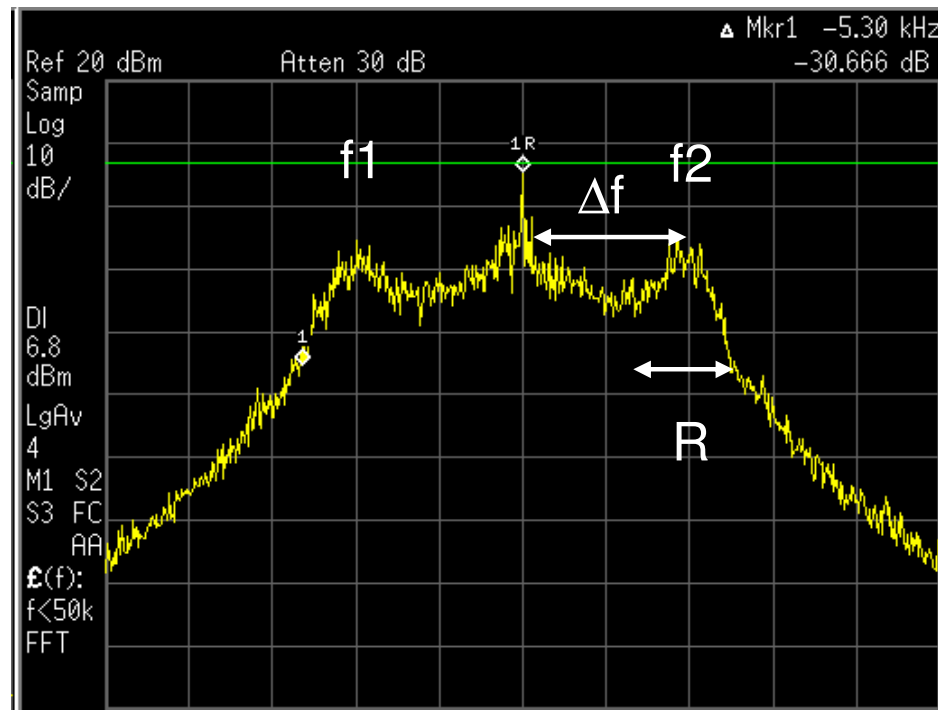
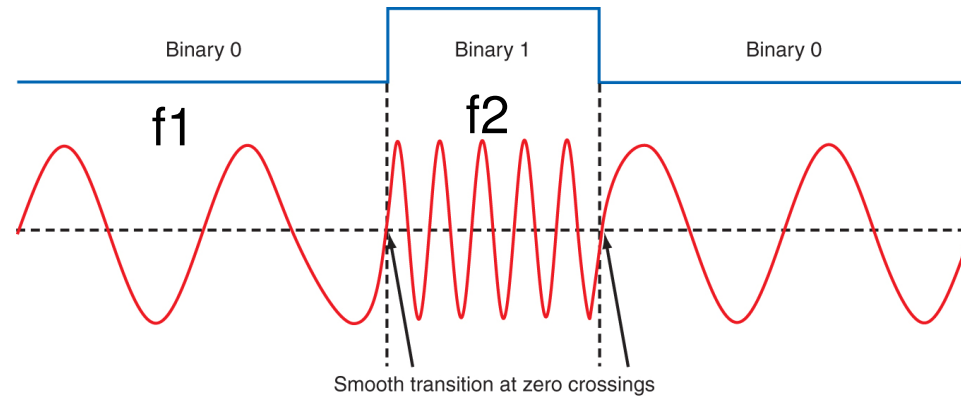
Erzeugung mit
PLL oder DDS



Hub $\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{2} \quad \beta_{FM} = \frac{\Delta f}{R/2}$

Orthogonal wenn:

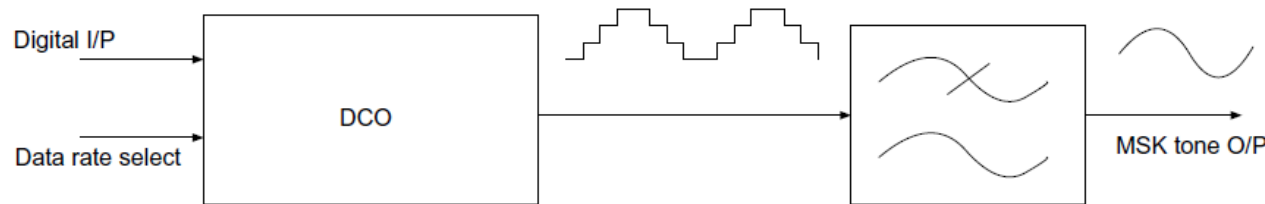
$$\begin{aligned} f_1 &= n \cdot R \\ f_2 &= m \cdot R \\ m &> n \\ m, n &\in \mathbb{N} \end{aligned}$$



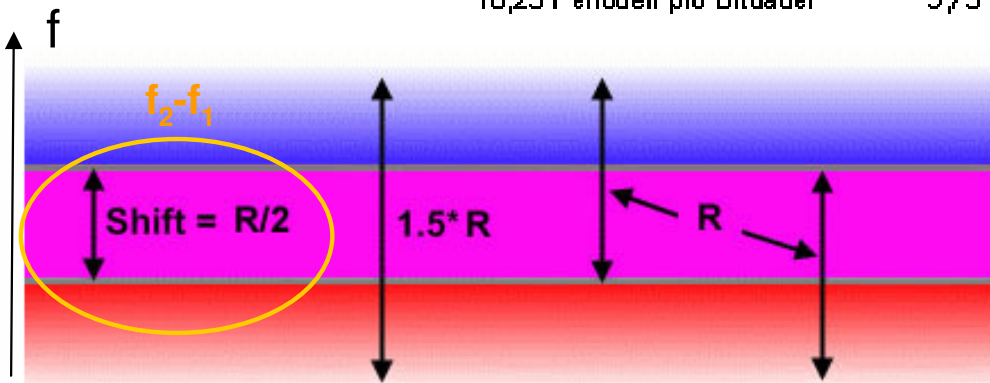
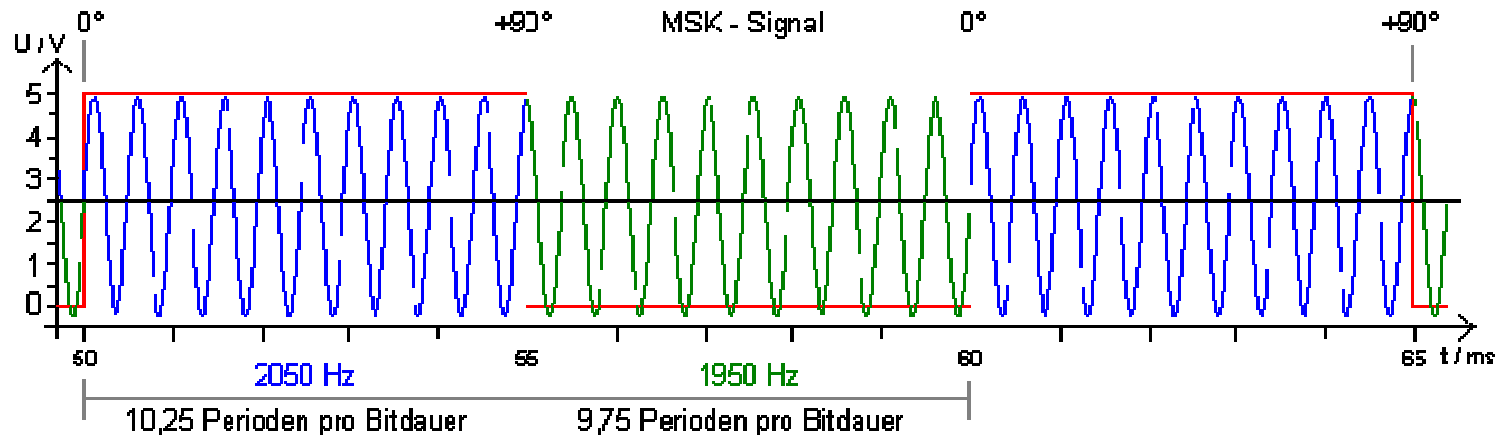
Frequency Shift Keying MSK

Bandbreite begrenzen ohne Amplitudenformung:

- FM Hub minimal machen: $\beta_{FM} = 0.5$ (Minimum Shift Keying MSK)



Bsp.:
R = 200 Bit/s
 $f_0 = 2$ kHz
 $\Delta f = 50$ Hz



$$\beta_{FM} = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{(f_2 - f_1)/2}{R/2} = (f_2 - f_1)T = 0.5$$

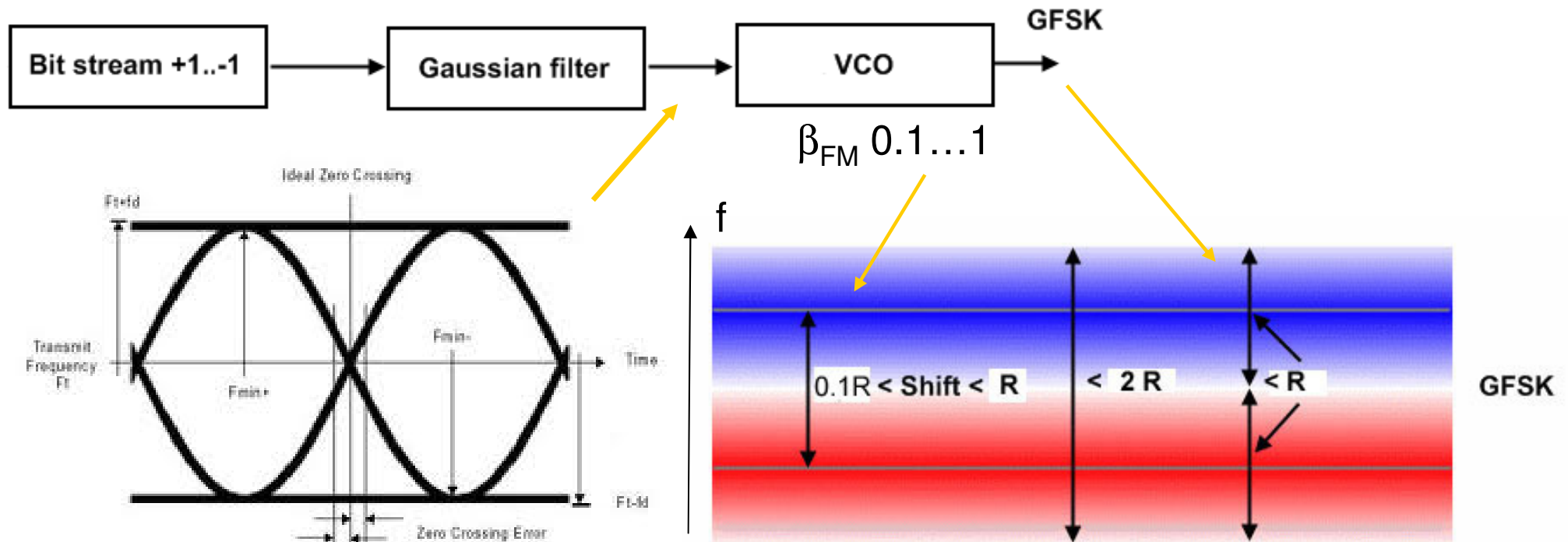
Orthogonal für

$$\begin{aligned} f_2 - f_1 &= R/2 \\ (f_2 + f_1) &= n \cdot R/2 \end{aligned} \quad 12$$

Frequency Shift Keying GFSK

Bandbreite begrenzen ohne Amplitudenformung:

- Übergang weich fahren (analog FM mit gefilterten Pulsen):
z.B. **Gauss**filterung (**GFSK**)

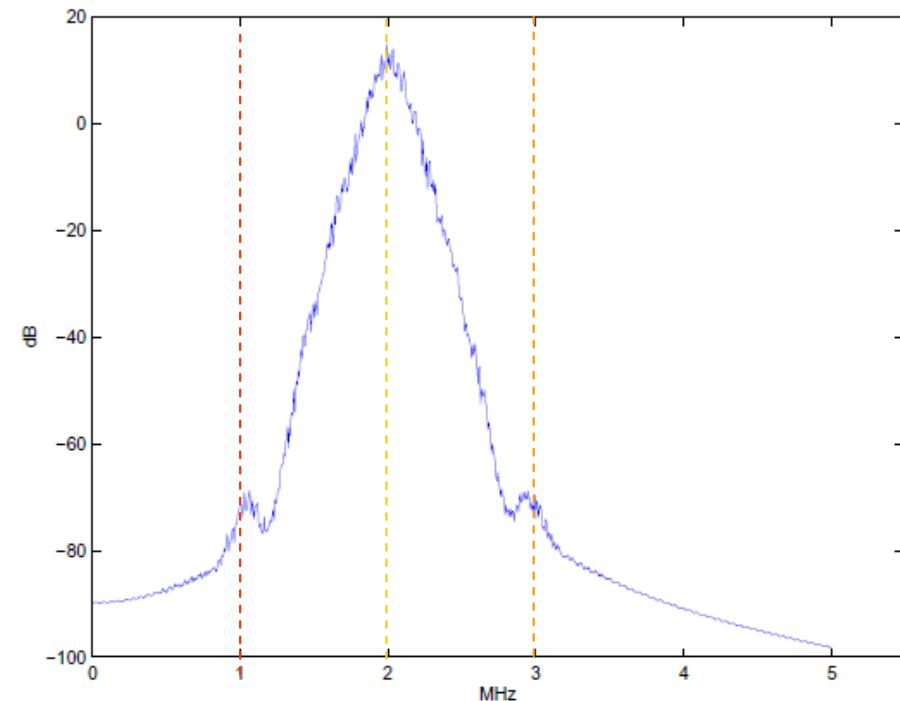
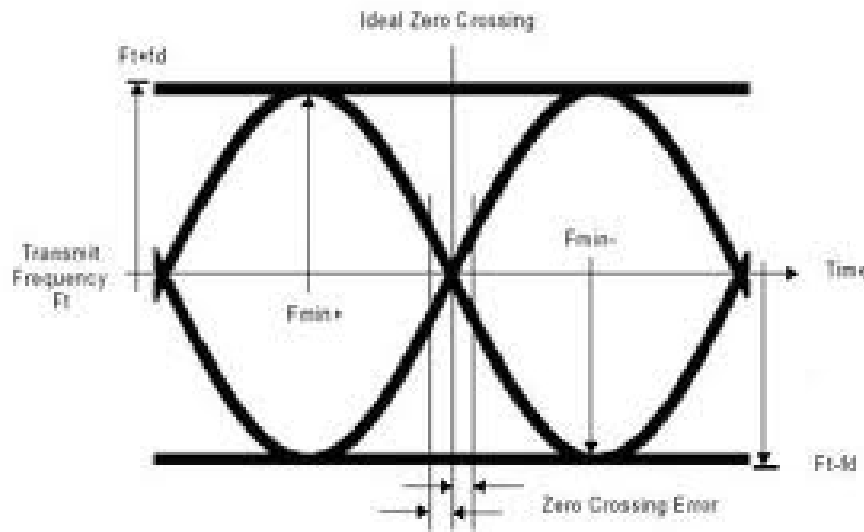


- Pulsspektrum schmaler
→ Shift daher geringer wählbar
- i.A. nicht mehr orthogonal

GFSK - Beispiel *Bluetooth*



- Die Bitrate beträgt brutto 1 MBit/s . 80 Kanäle bei 2.4 GHz.
- Bandbreite Kanal 1 MHz (Frequency Hopped 1600 mal/s)
- Als Modulation wird GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) mit $BT = 0,5$ (B = Bandbreite des Gauß-Filters, T = Symboldauer) verwendet.
- Modulation mit kleinem Hub: $f_0 \pm f_d = f_0 \pm 157 \text{ kHz}$ ($\beta_{FM} = 0.3$)
Zweck: Reduktion der Bandbreite auf Bandbreite = 500 kHz.

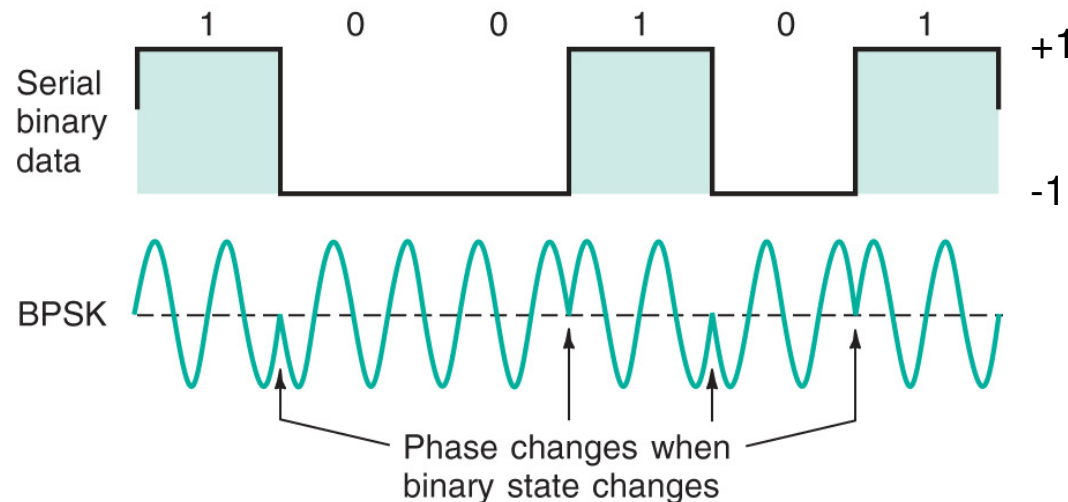
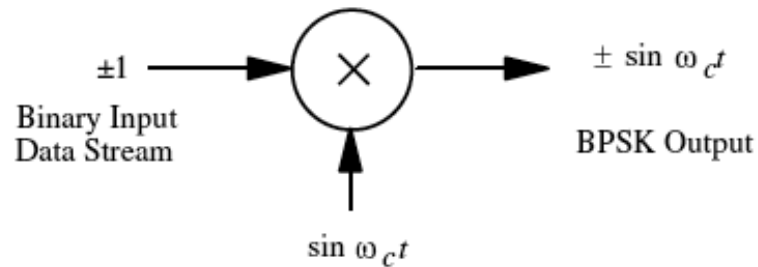


GFSK $\beta_{FM} = 0.3$

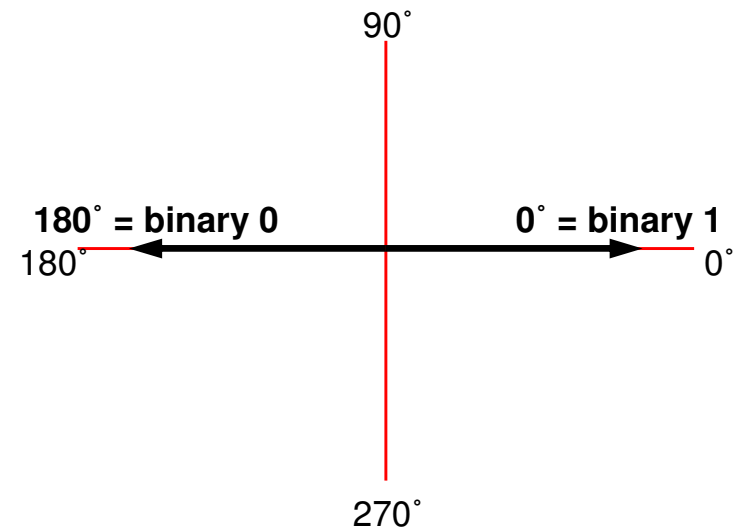
Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Vergleichbar mit **Polar** im Basisband

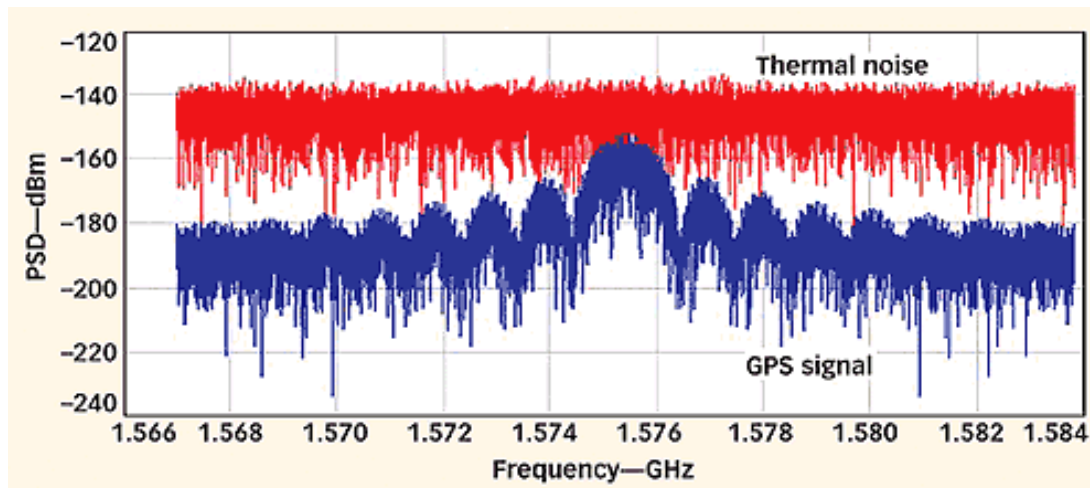
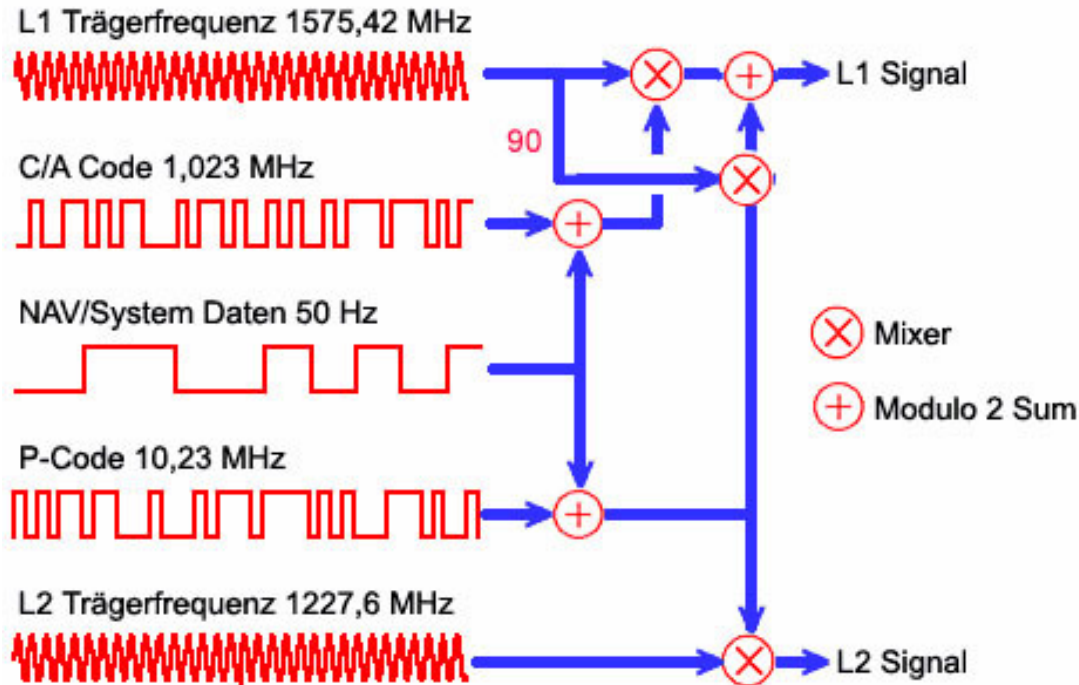
- + Beste E_b/N_0 Performance, wie Bipolar im Basisband
- + Einfache Sender Implementation: nur Double Balanced Mixer nötig
- Komplexität im Empfänger am grössten (v.a. da Sync obligatorisch)



Darstellung I/Q



Beispiel BPSK: GPS

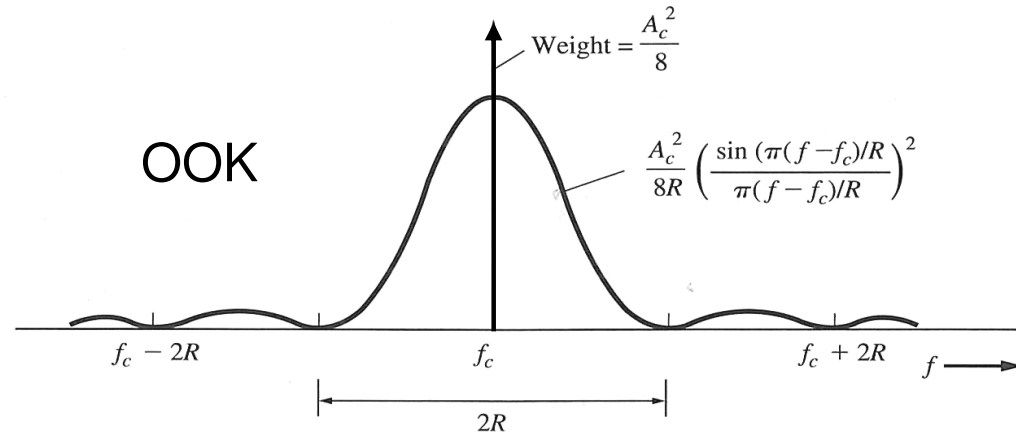


PSK Puls Power Spectrum¹

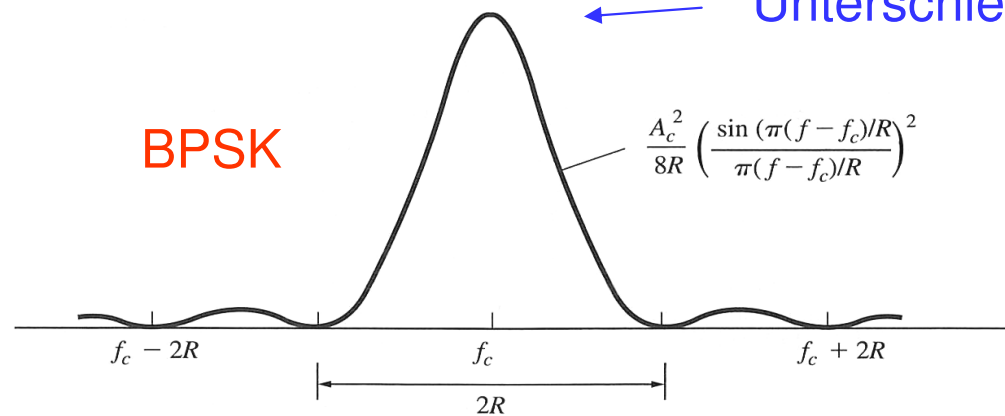
Datenrate $R = 1/T$

Einfachste Implementation:

- Rechteckpulse
- MF = Integrate & Dump



(a) OOK



← Unterschied: Träger

(b) BPSK

- Rechteck Enveloppe: Bandbreite im Kanal sehr gross: $B_{\text{Null to Null}} = 2 R$
- Bandbreite sparen: Raised Cosine: $B_p = (1+r)R$ (vgl. Kap.8)

¹ Korrekte Bez.: Power Density Spectrum, Leistungsdichtespektrum

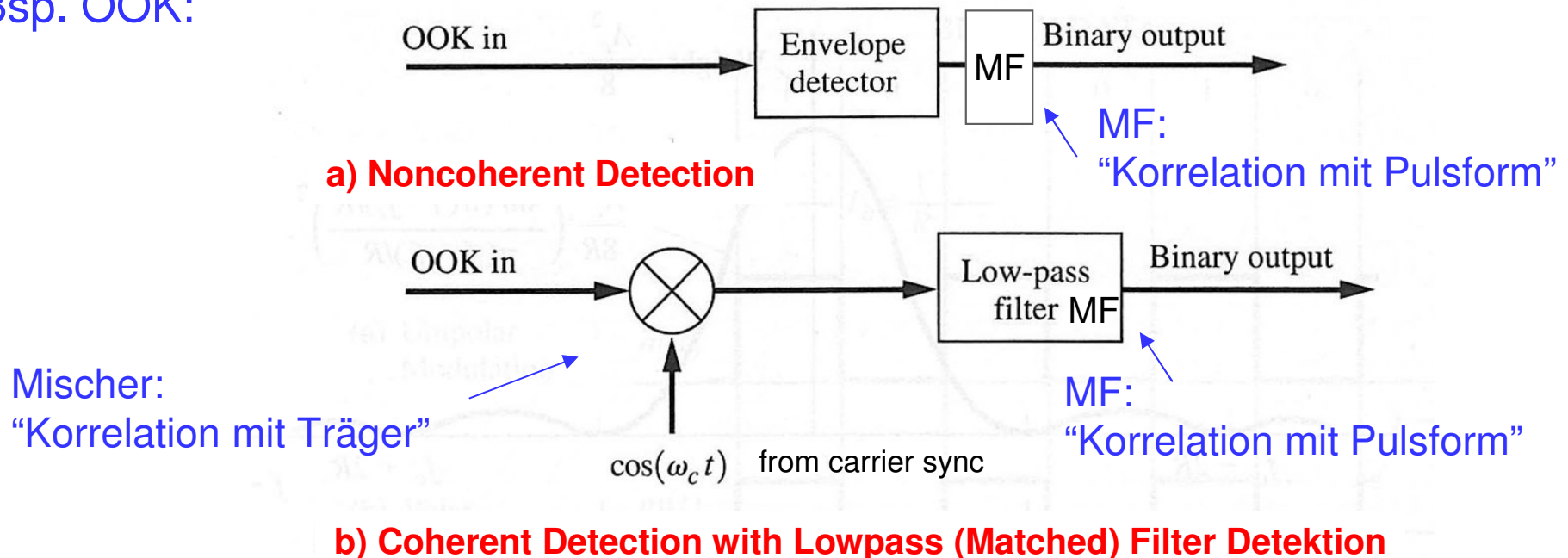
Demodulatoren

Neuer Begriff: **Kohärent** und **Nicht-kohärent**

Kohärent = RX nimmt Bezug auf Trägersignal in Frequenz **und** Phase
Grund dies zu tun: Matched Filter Implementation auch für Träger anstreben

→ Es entsteht dann kein Nachteil durch den RF Noise

Bsp. OOK:



Kohärente Demodulation I

Merksatz:

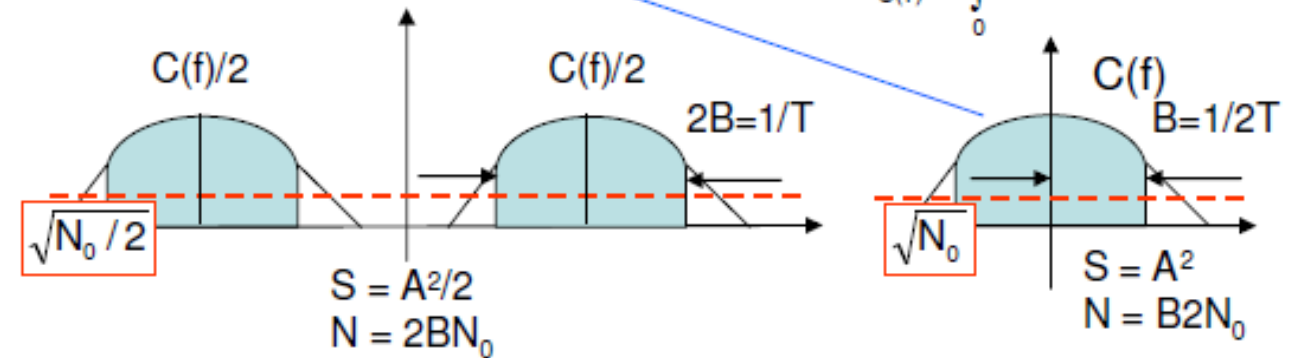
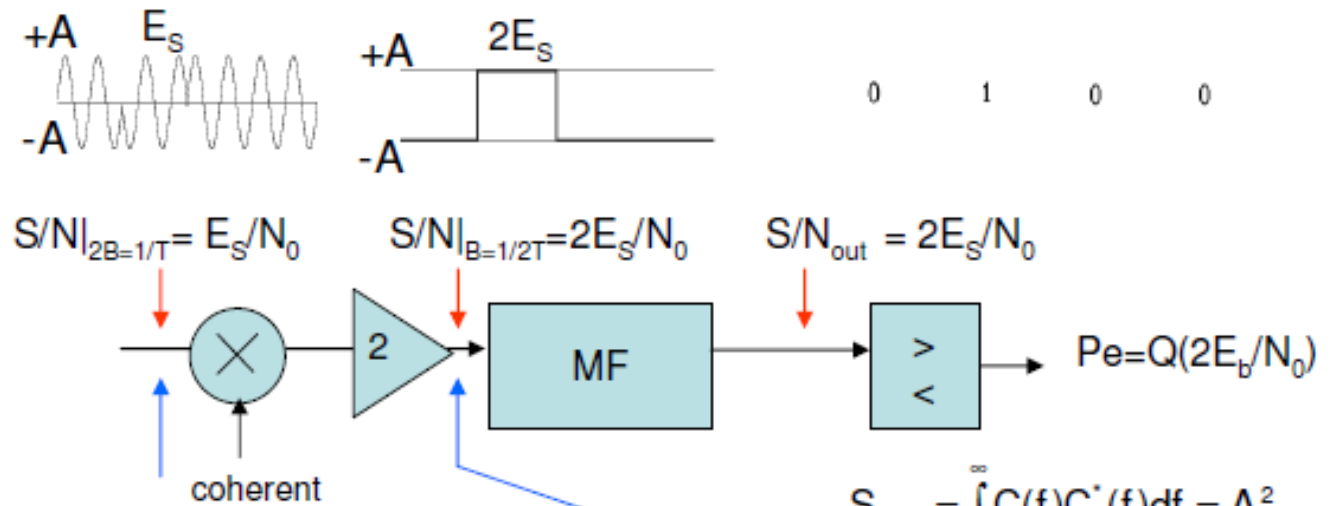
Signal:

Die beiden Seitenbänder
addieren ihre
Spannungen

Rauschen:

Es addieren sich nur
die Leistungen

Coherent ASK, BPSK, FSK Demodulation with Rate $R=1/T$



$$\left[\frac{S}{N} \right]_{\text{RF}} = \frac{S}{N_0 \cdot 2B} = \frac{S \cdot T}{N_0} = \frac{S}{N_0 \cdot R} = \frac{E_s}{N_0} = \frac{C}{N_0 \cdot R}$$

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{\text{RF}} = \frac{E_s}{N_0} \quad B_p = \frac{1}{T}$$

S = RF Signal Power
 C = RF Carrier Power
 $R = 1/T$ = Symbol Rate
 N_0 = Noise Density
 E_s = Energy per Symbol
 $B = B_{\text{eq}} = 1/2T$

Kohärente Demodulation II

2 Sichtweisen zu kohärenter Demodulation von ASK, PSK, FSK:

a) Basisband: Mischer ist Teil eines Matched Filters für trägermoduliertes Signal: $S/N_{\text{out}} = 2E_s/N_0$

b) RF-Band: S/N im RF Kanal ist 3 dB tiefer als im Basisband

Link Budget für RF-Datenübertragung:

$$B_{p_ideal} = 2 \cdot B_{eq} = R = \frac{1}{T}$$

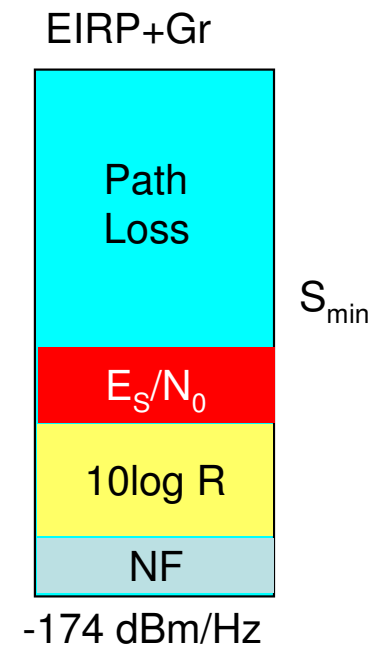
$$S_{\min} = kT \cdot F \cdot \frac{E_s}{N_0 \cdot R}$$

$$\text{PSK: } E_b = E_s$$

$$\text{ASK: } E_b = E_s/2$$

$$\text{FSK: } E_b = E_s$$

E_s ist auf den RF Kanal bezogen



Note:

Für nicht-kohärenter Fall fehlt ein Teil des MF. Die BER besitzen andere Formeln

Demodulatoren ASK / OOK

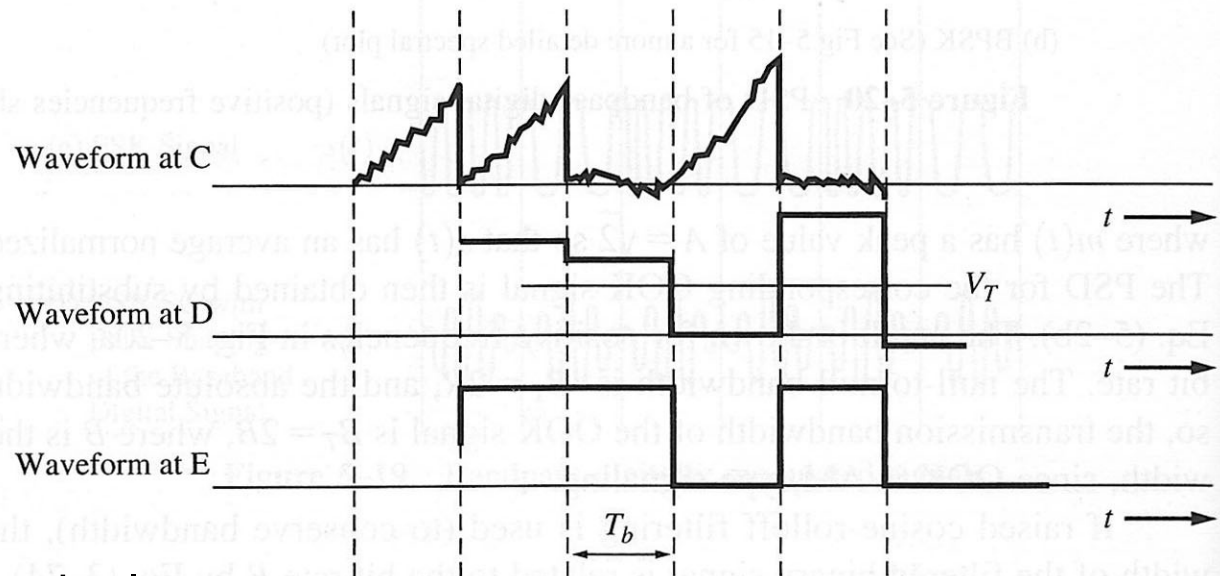
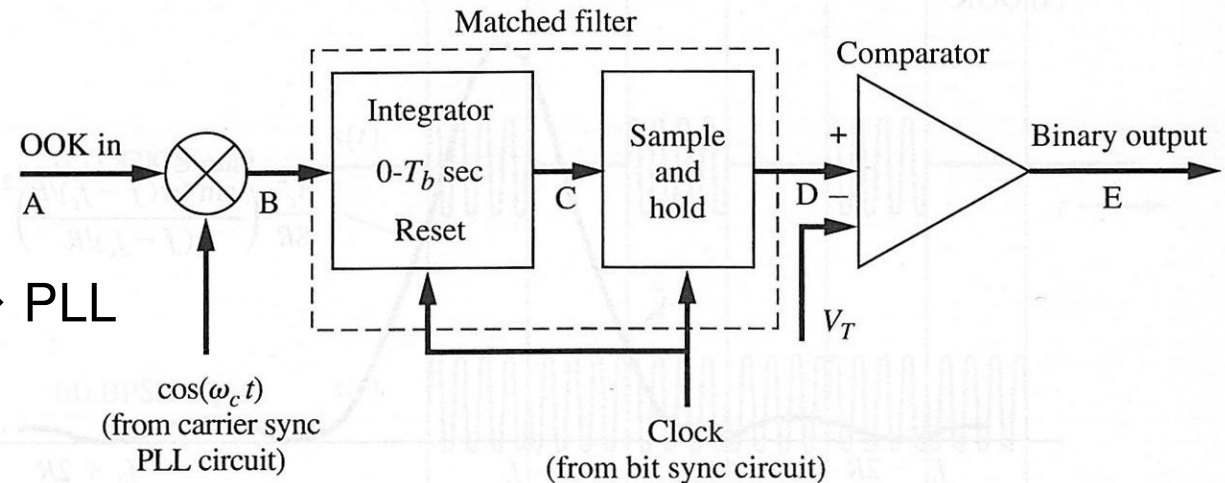
Kohärenter DownConverter

Trägerlinie ist im Spektrum → PLL

Pulsform: Rechteck

MF: Integrate&Dump

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$



→ gleich gut wie Basisband unipolar

Beispiel Daten ...1101...

Demodulatoren ASK / OOK

Weniger aufwändig und daher billiger und stromsparender:

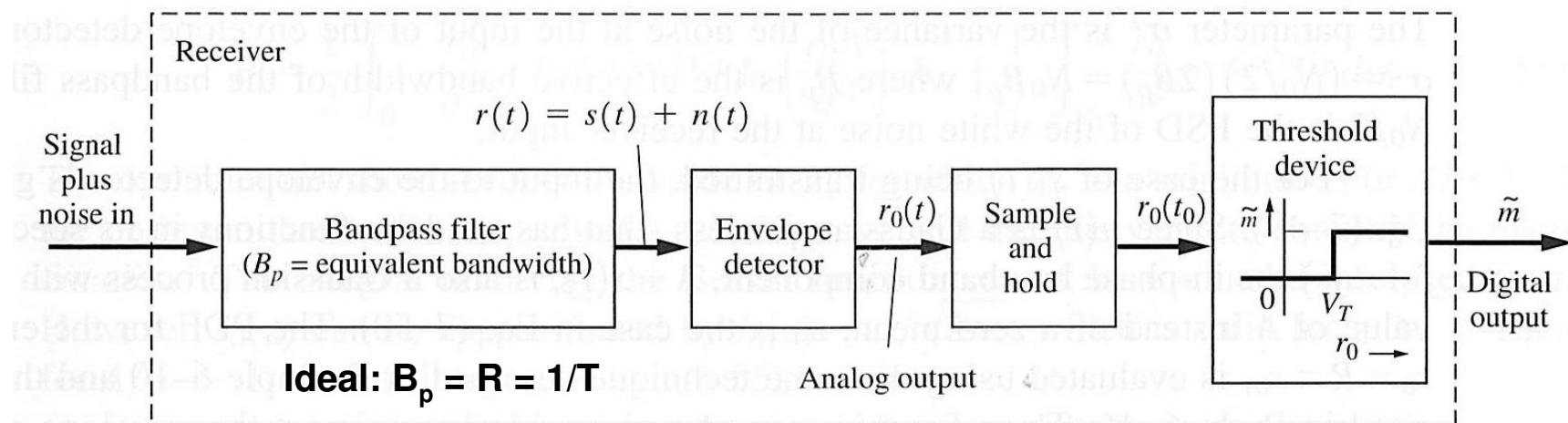
Nichtkohärente Architektur mit Bandpassfilter und Enveloppendetektor

Für $B_p \geq 1/T$ gilt:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-[1/(2T B_p)] [E_b / N_0]}$$

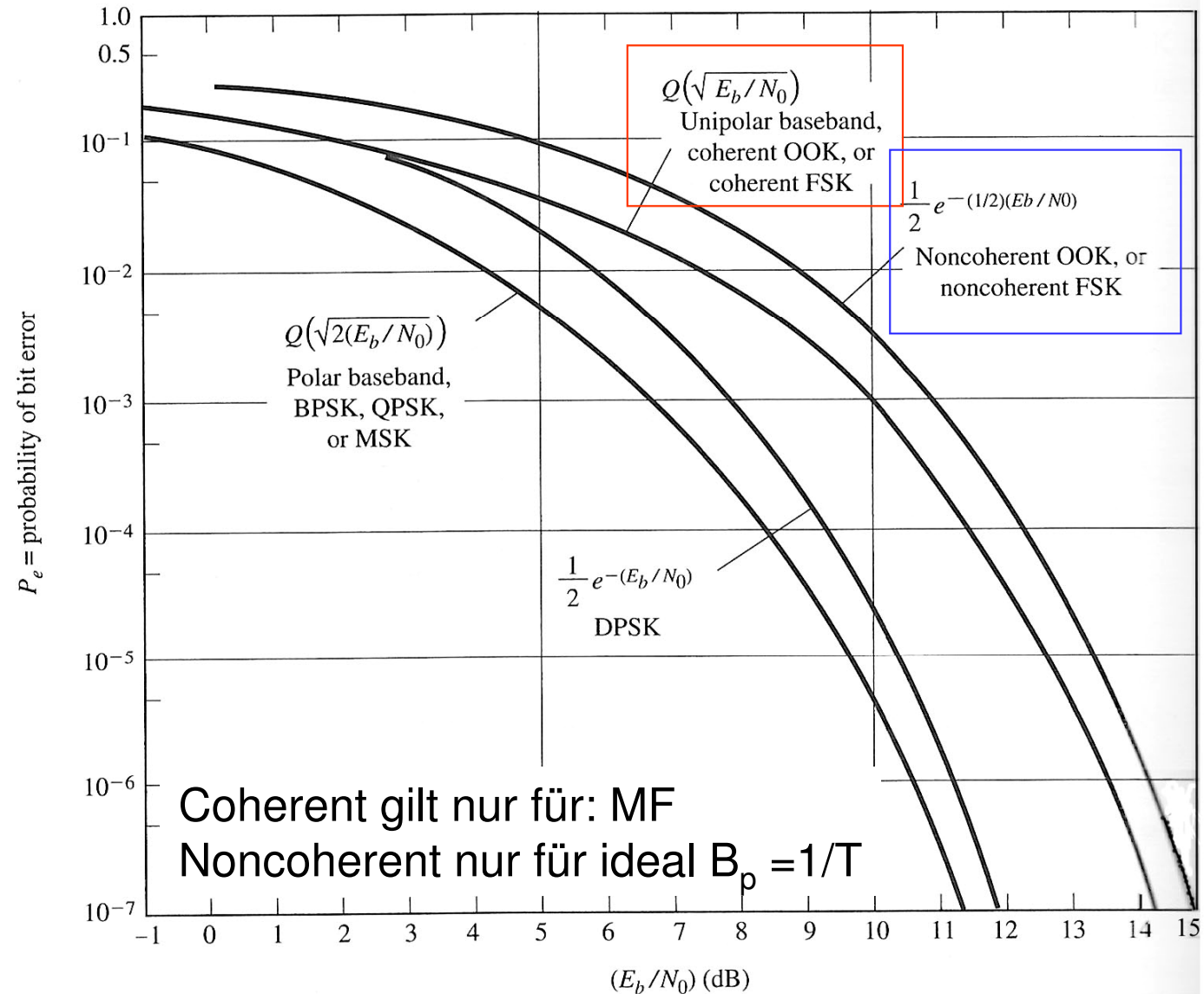
Wenn das ideale $B_p = 1/T$ realisiert wird, ist man nur knapp 1 dB schlechter als kohärent (vgl. FSK Praktikum)

B_p = äquivalente Bandbreite Bandpassfilter bei RF (oder ZF)



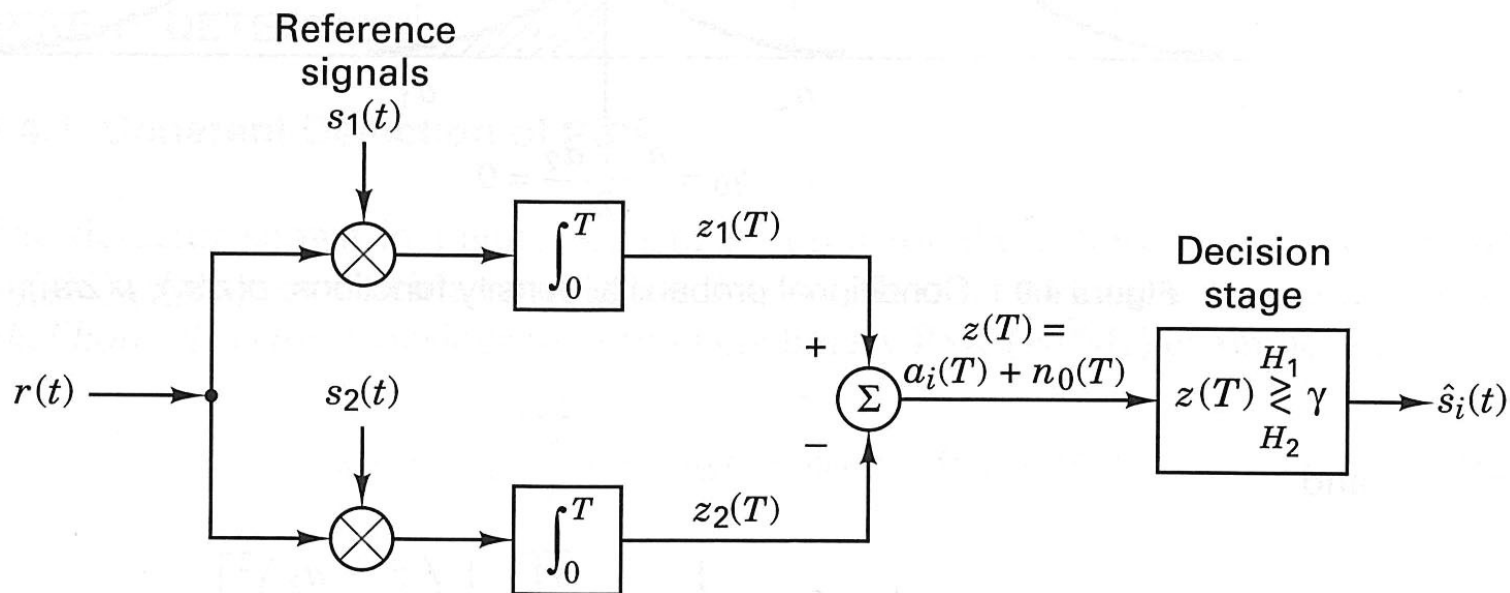
Demodulatoren OOK

Think twice !



Demodulatoren BPSK

- BPSK kann nur kohärent demoduliert werden !
- Bau allg. Matched Filter auf RF ist eher unmöglich (nur mit teuren SAW Filter)
- Lösung: Allgemeiner **kohärenter** Empfänger nach dem Korrelatorprinzip



BPSK (polar): $s_1(t) = -s_2(t) = s_A(t) \cdot \cos(\omega t + \theta)$

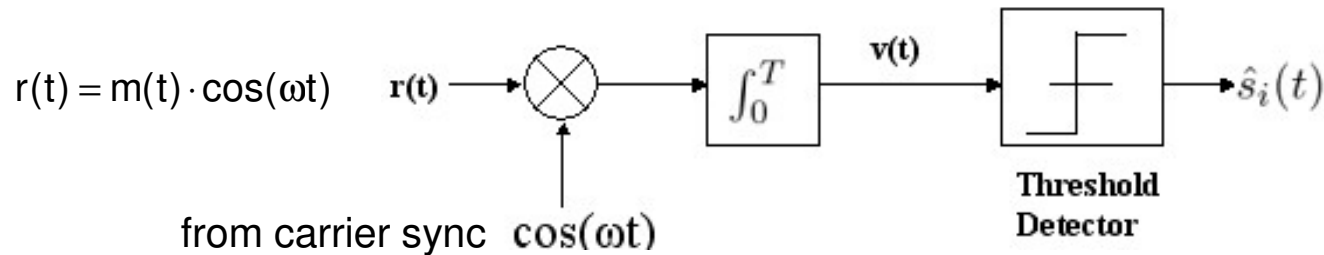
- Reference Signal $s_1(t)$ ist das Produkt aus:
Trägersignal (synchronisiert auf $r(t)$) und Basisband Pulsform $s_A(t)$

Note: Kann für die Implementation auch zerlegt werden in Korrelation cos Term und MF für s_A

Demodulatoren BPSK

Annahme: Referenzsignale = Trägersignal mit Rechteckpuls als Envelope

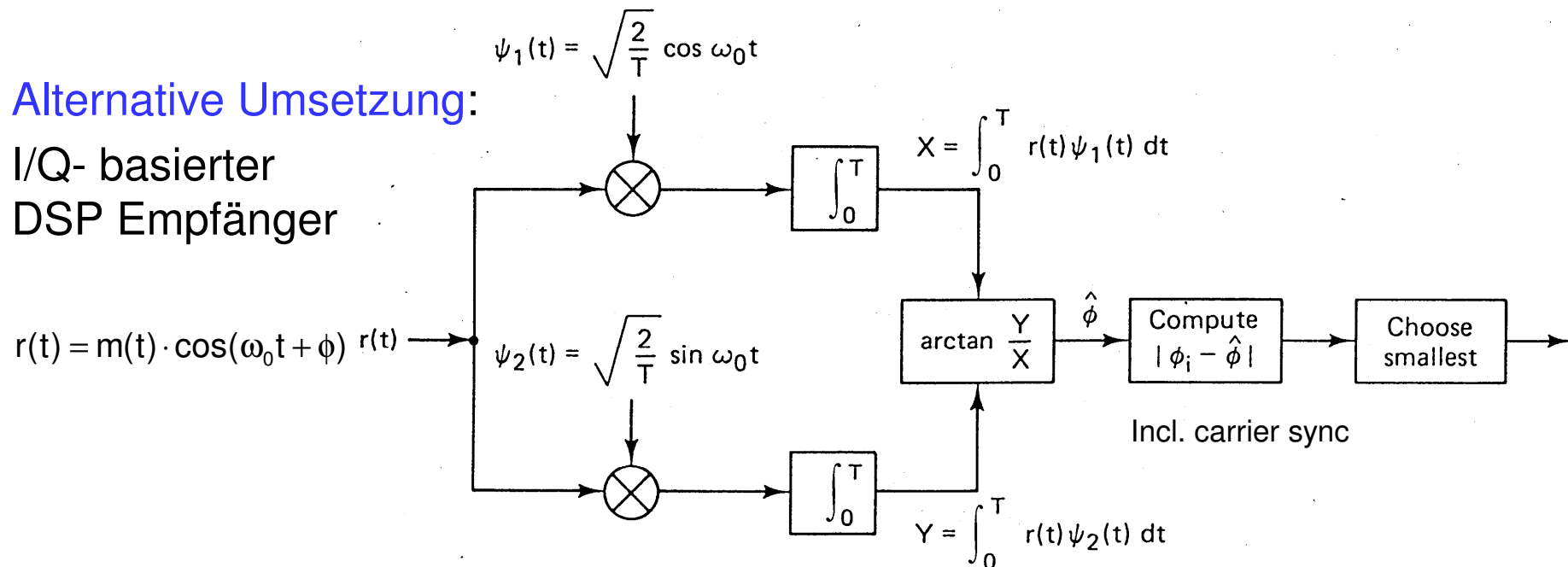
Einfache Umsetzung: Multiplizierer und Integrate&Dump



Benötigt Träger Synchronisation inkl. Phase und Bittakt Kenntnis

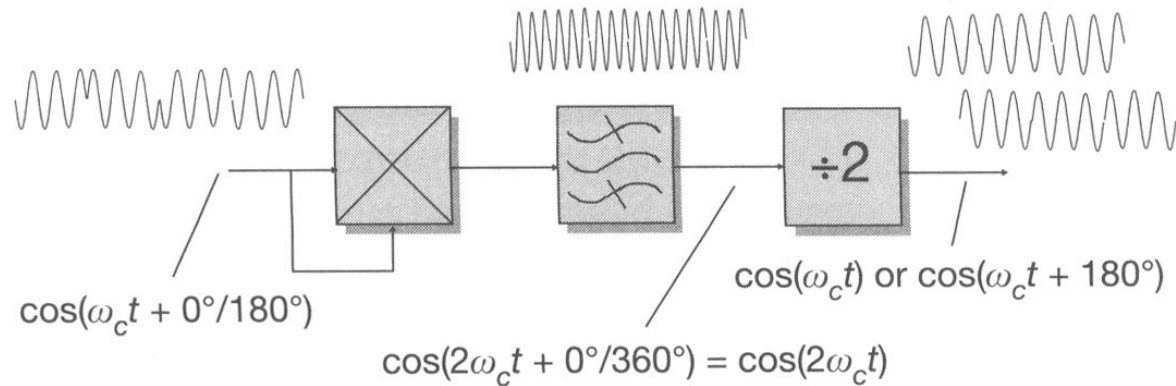
Alternative Umsetzung:

I/Q- basierter
DSP Empfänger

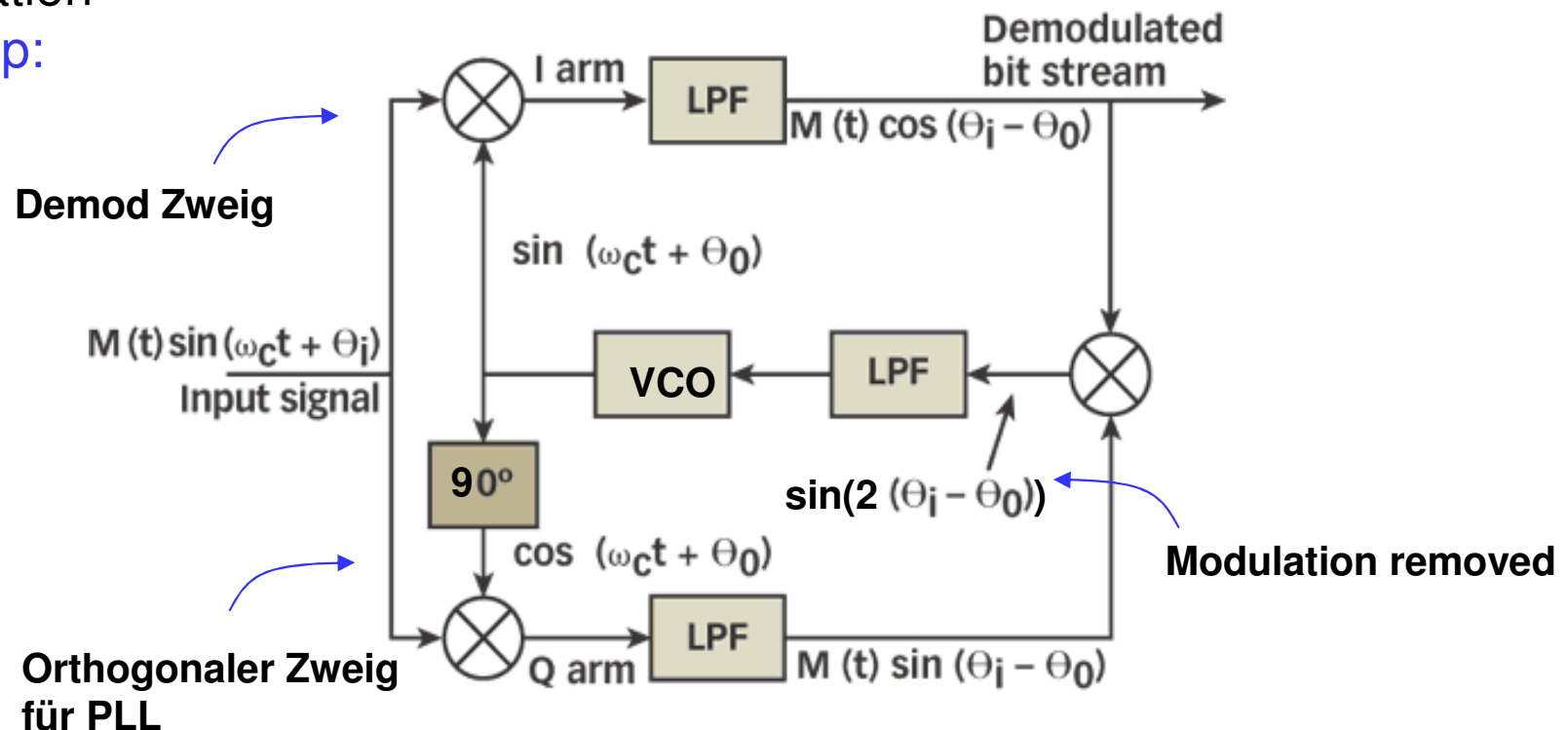


Synchronisation für Kohärenz Praktikum

Carrier Recovery
durch Quadrieren:
hebt Modulation auf!



Implementation
Costas Loop:

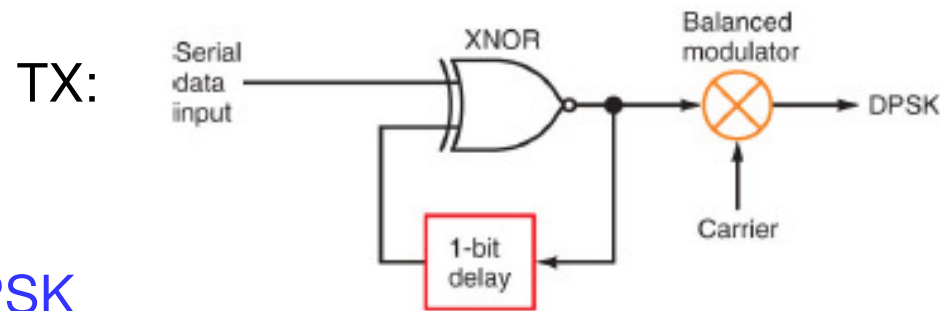


kann sogar kleine Frequenzfehler ausregeln!

Demodulator für Differentielle PSK

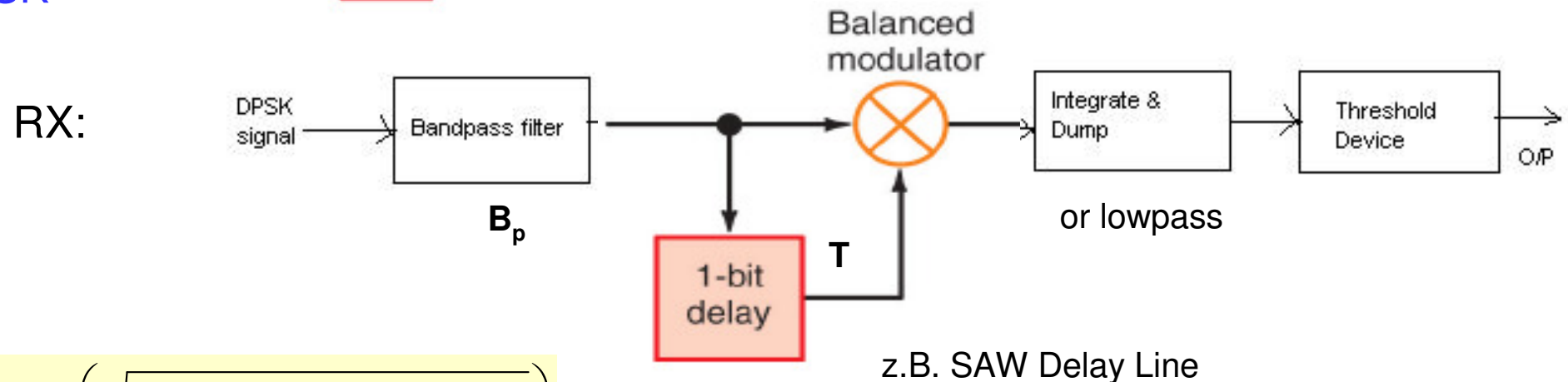
BPSK hat nur im Mittel kein Trägersignal im Spektrum → noch eine Idee:

Differentiell kodieren* und Vorgängersymbol als Referenzträger benutzen



XNOR: Bei "0" Phasensprung um π

DPSK



$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b/N_0}{1 + [(B_p T / 2)/(E_b/N_0)]}}\right)$$

DPSK gilt als non-coherent Modulation

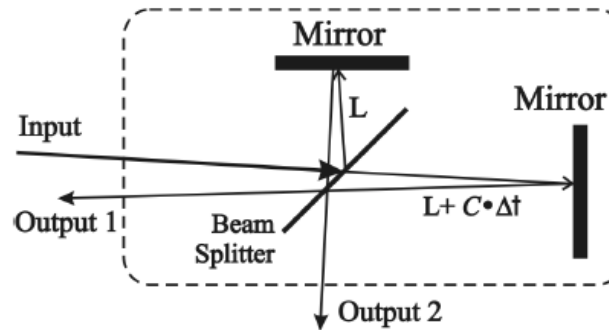
B_p kritisch, nicht zu knapp wählen (→ Lit.)

DPSK für schnelle optische DÜ

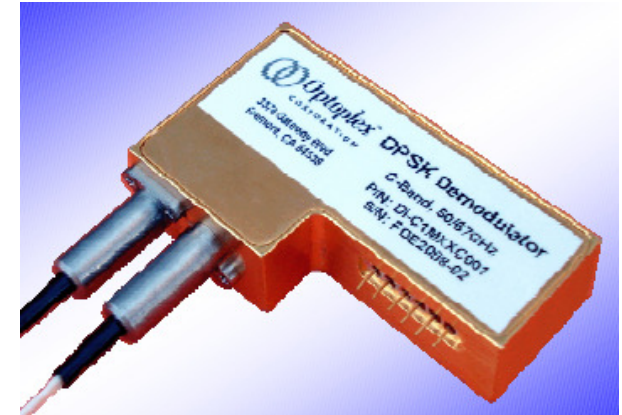
(Träger Licht 193 THz))

40 GBit/s Link

Empfänger basiert auf
Delay Interferometer (DI)
→ Phasen Differenz

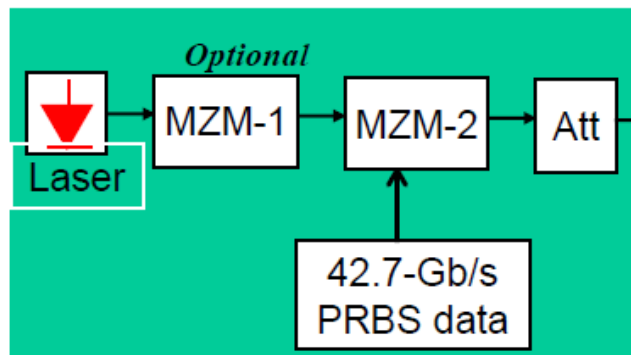


Delay output2 – output1 = 25 ps

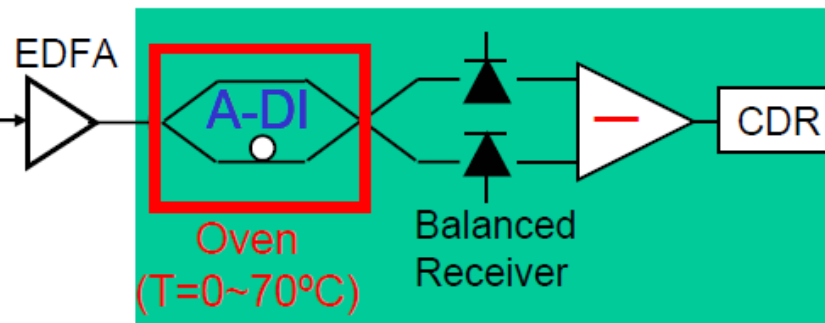


10 nm precision

DPSK Transmitter



DPSK Receiver



A-DI: Athermal DI;

—: differential amplifier.

CDR: Clock-data recovery.

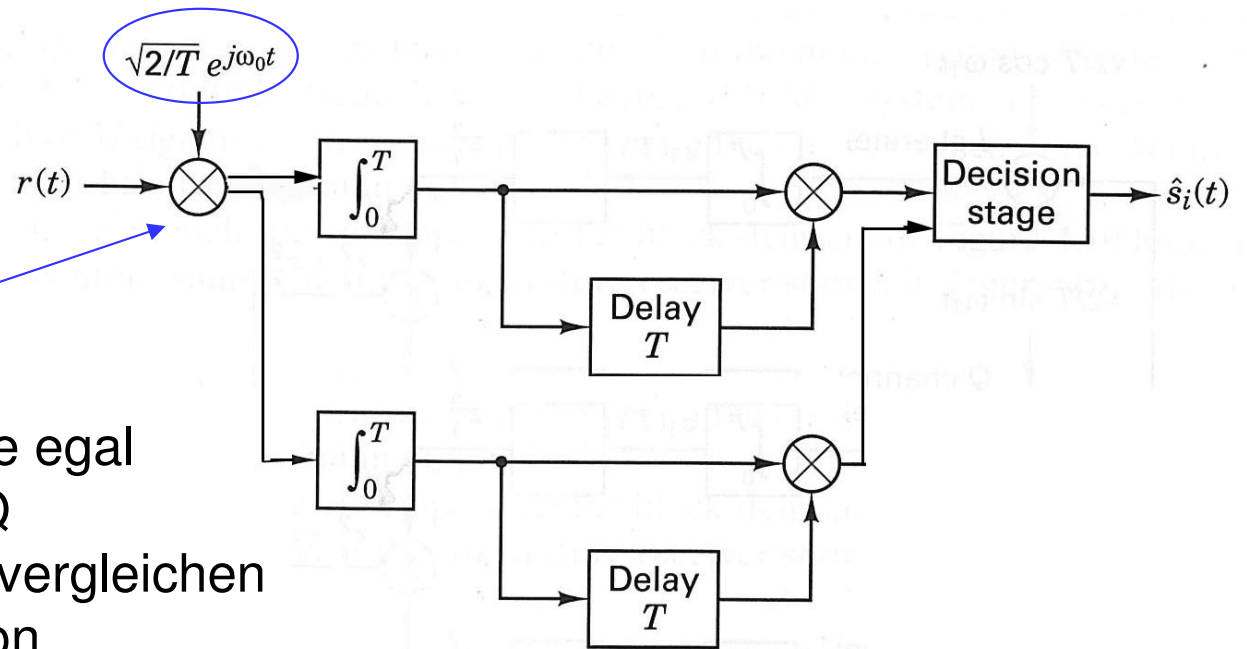
MZM1: RZ pulse carver;
MZM2: DPSK data modulator
(PRBS length: $2^{31}-1$)
Att: optical attenuator;
EDFA: optical pre-amplifier;

Optimum DPSK Demodulator

Besserer Empfänger:

Optimum DPSK

- I/Q Demodulator
- Frequenz identisch Tx, Phase egal
- Integrate & Dump auf I und Q
- Phase mit Vorgänger Phase vergleichen
- Entscheid mit I/Q Konstellation



Bessere BER weil:

Mischerträger \bigcirc unverrauscht ist !

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-E_b / N_0}$$

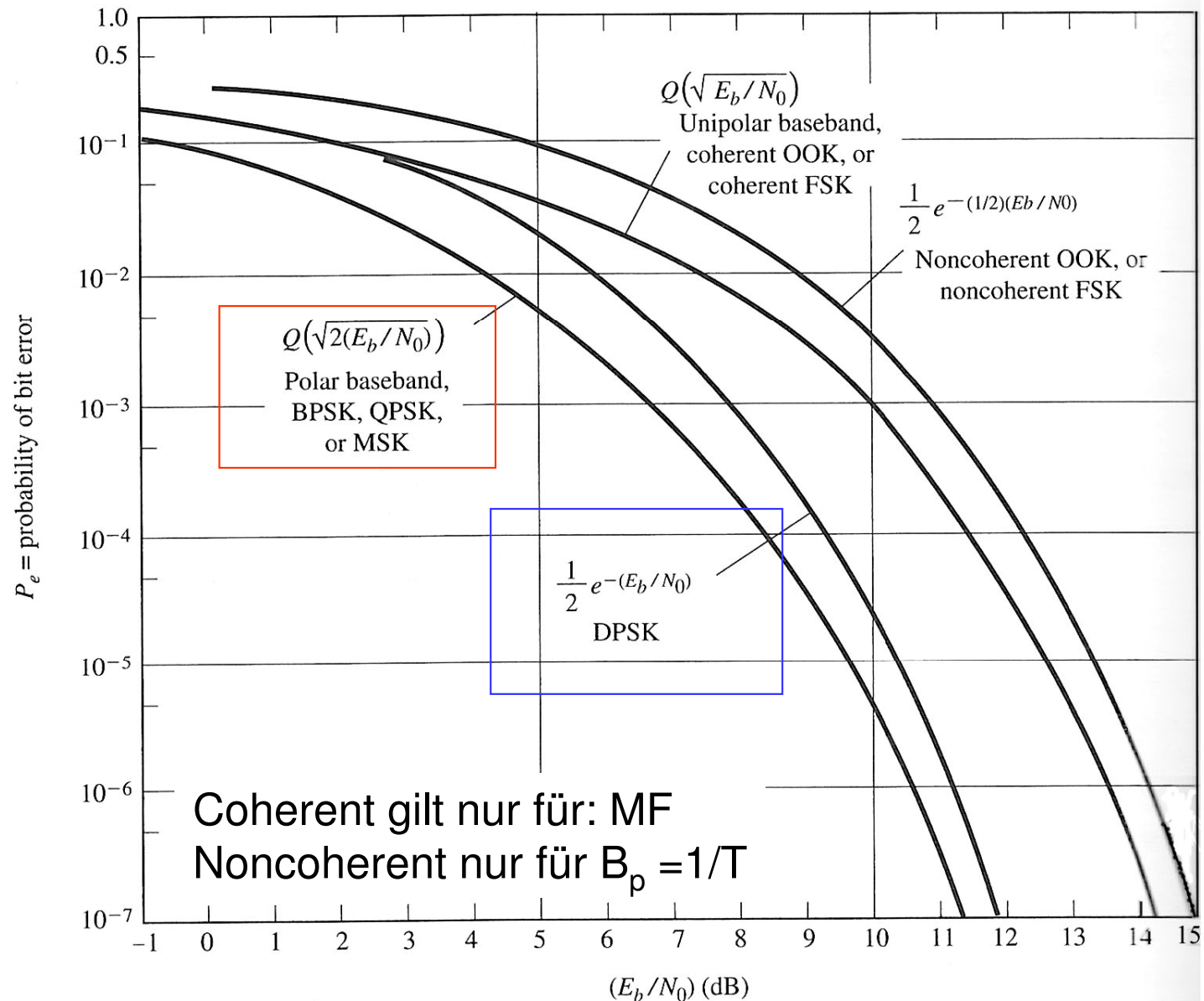
Im Vergleich dazu liefert kohärenter BPSK Empfang:

d.h. nur etwas mehr als 0.5 dB besser als Optimum DPSK

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

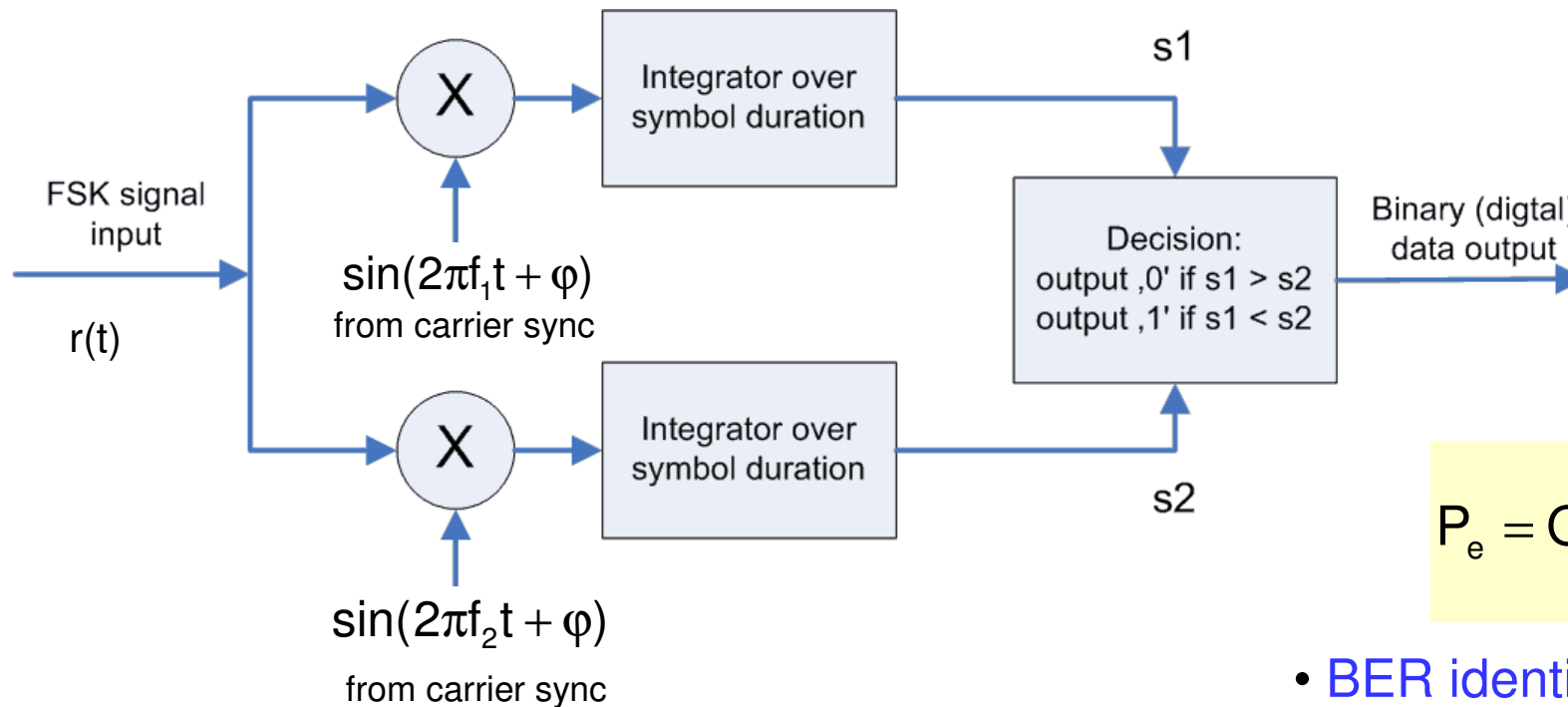
Demodulatoren PSK

Think twice !



Demodulator FSK coherent

Kohärente Demodulation verlangt Phasen Regeneration von Mark/Space Carrier
Realisation möglich mit DSP-based I/Q- Empfänger



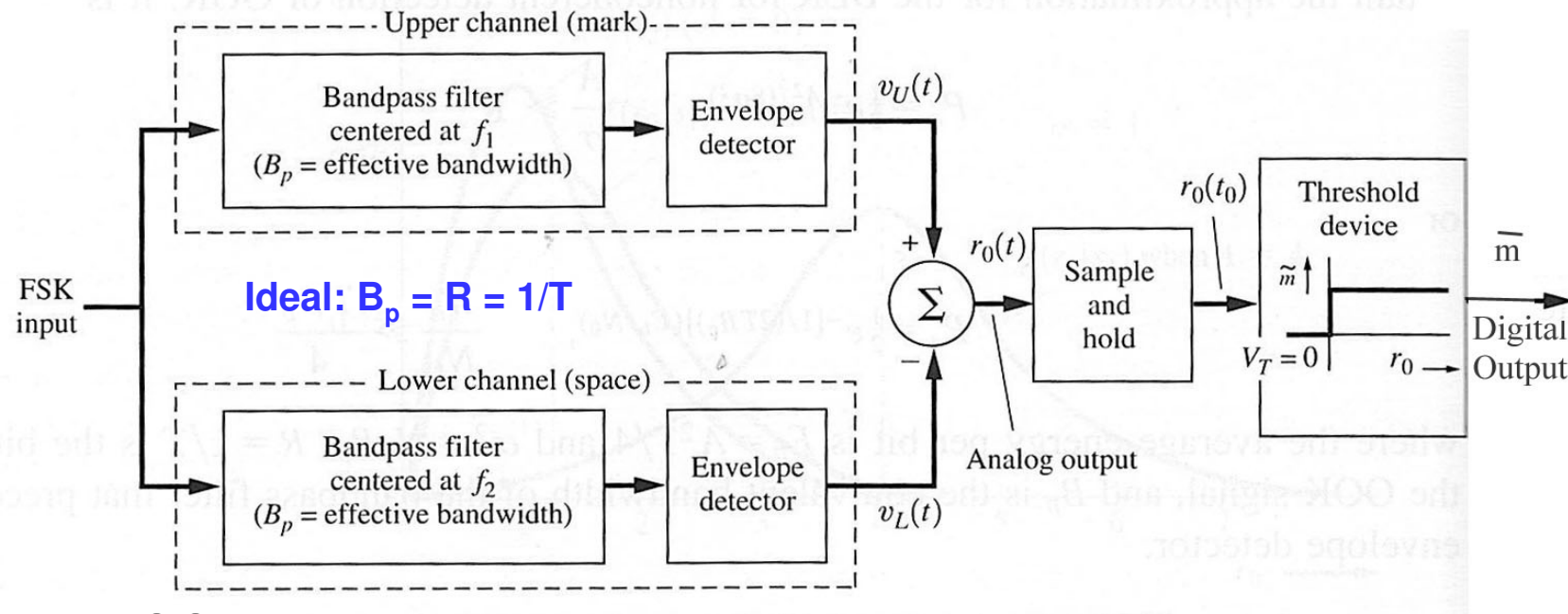
$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

- BER identisch mit Unipolar bzw. Orthogonal

Kohärente FSK nur knapp 1 dB besser als nicht-kohärent

Demodulator FSK noncoherent

FSK ist grob gesehen: OOK Modulationen benutzt auf 2 verschiedenen Frequenzen



Vergleich zu OOK:

E_b wird verdoppelt, ebenso die Rauschleistungsdichte N_0 bzw. Bandbreite, da Rauschen von beiden Filtern am Entscheider wirksam ist \rightarrow gleiche BER wie OOK

Technische Bandbreite für Übertragung: $B_{\ddot{u}} = [(f_2 - f_1) + 1/T]$, $B_{\ddot{u}} \gg 1/T$

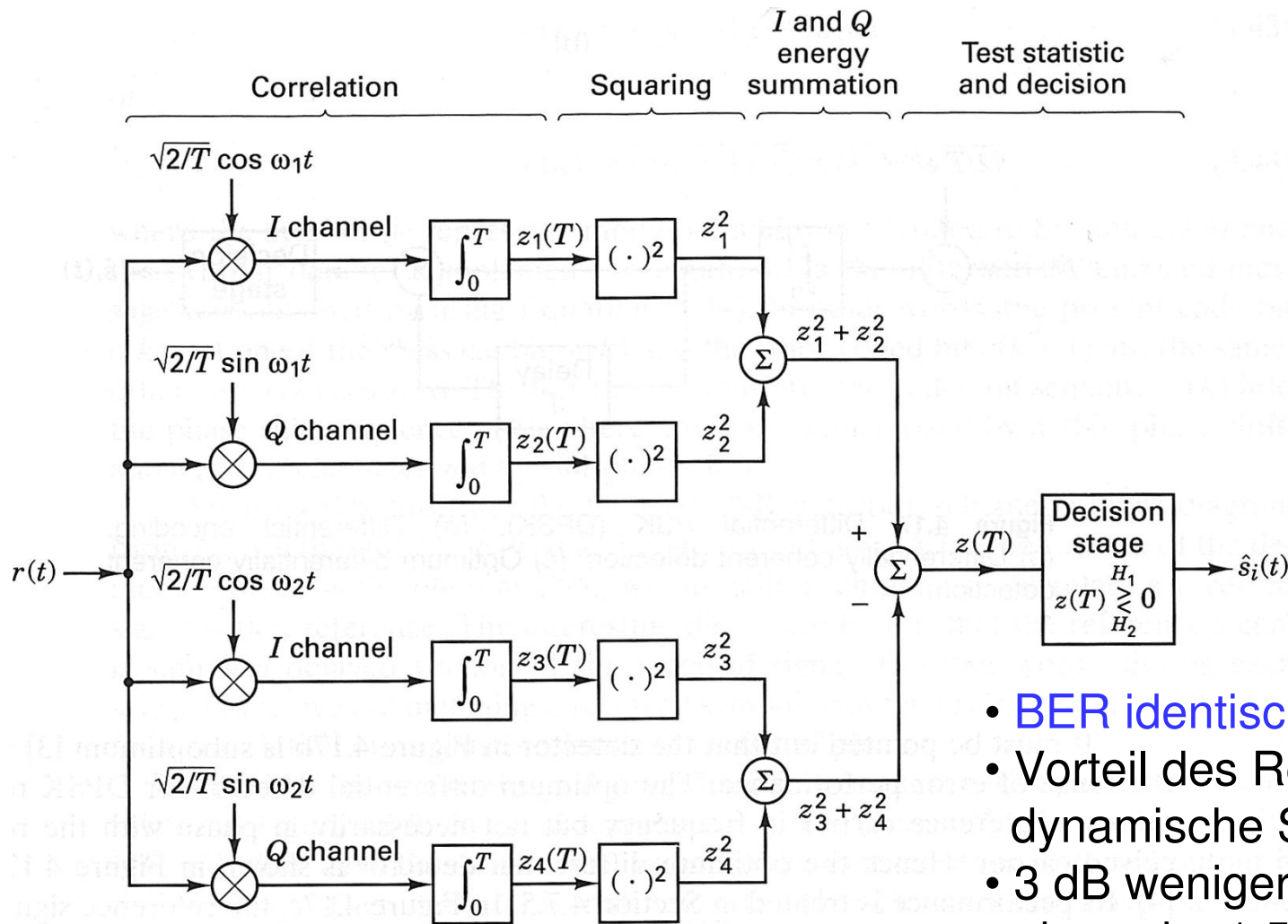
nicht-kohärent

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-[1/(2T B_p)] [E_b / N_0]}$$

$$B_p \geq 1/T \quad 1/T = R$$

Demodulator FSK noncoherent

Praktischer Ansatz: I/Q-Demodulation mit Energievergleich (orthogonale Symbole)



$$P_e = \frac{1}{2} e^{-[1/2][E_b / N_0]}$$

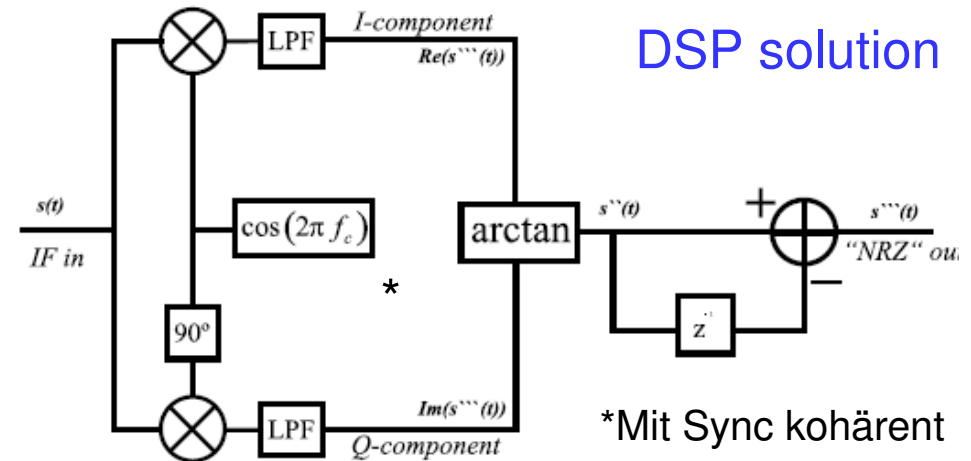
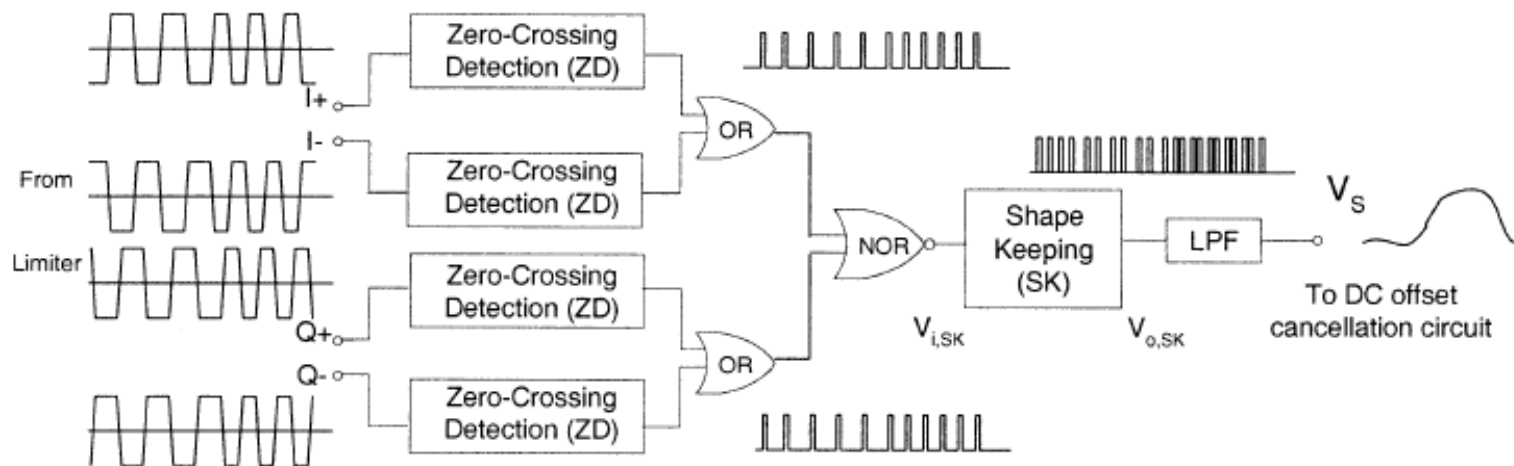
- BER identisch mit OOK
- Vorteil des Relativ-Vergleich: dynamische Schwelle
- 3 dB weniger Peak Power als OOK
- aber min. 1.5-fache Bandbreite (MSK)

Demodulator GFSK (Bluetooth)

GFSK mit $\beta_{FM} = 0.3$: Symbole sind nicht orthogonal

- FM-to-AM conversion
- Phase-shift discrimination
- Zero-crossing detection
- Frequency feedback (PLL)

Low Power Chip Solution



DSP solution

*Mit Sync kohärent

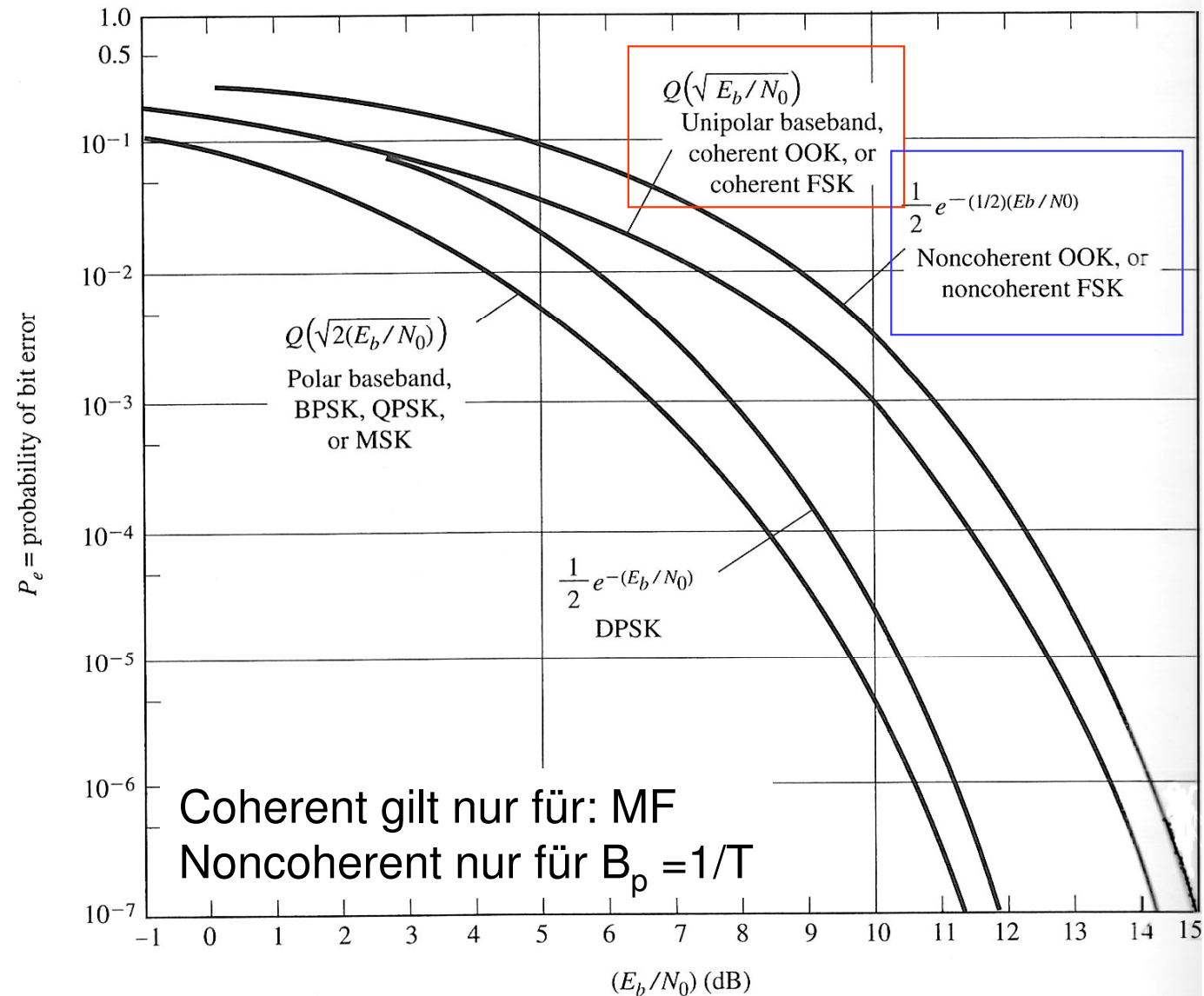
GFSK BER ist etwas schlechter als FSK noncoherent !
Literatur: 10^{-3} @ $E_b/N_0 = 15$ dB

Demodulatoren FSK

Note:
Kurven gelten für
orthogonal FSK

Non-orthogonal FSK
ist etwas schlechter,
z.B. GFSK 1...2 dB

Think twice !



Summary

Type of Digital Signaling	Minimum Transmission Bandwidth Required ^a (Where R Is the Bit Rate)	Error Performance	
Baseband signaling			
Unipolar	$\frac{1}{2} R$		$Q\left[\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$
Bipolar	$\frac{1}{2} R$		$Q\left[\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$
Orthogonal	$>R/2$		$Q\left[\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$
Bandpass signaling		<i>Coherent detection</i> MF	<i>Noncoherent detection</i> Bp = 1/T
OOK	R	$Q\left[\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$	$\frac{1}{2} e^{-(1/2)(E_b/N_0)}, \left(\frac{E_b}{N_0}\right) > \frac{1}{4}$
BPSK	R	$Q\left[\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$	Requires coherent detection
FSK	$2\Delta F + R$ where $2\Delta F = f_2 - f_1$ is the frequency shift	$Q\left[\sqrt{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$	$\frac{1}{2} e^{-(1/2)(E_b/N_0)}$
DPSK	R	Not used in practice	$\frac{1}{2} e^{-(E_b/N_0)}$
QPSK	$\frac{1}{2} R$	$Q\left[\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$	Requires coherent detection
MSK	$1.5R$ (null bandwidth)	$Q\left[\sqrt{2\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}\right]$	$\frac{1}{2} e^{-(1/2)(E_b/N_0)}$

OOK, FSK, BPSK: Bei nicht idealen Bp: siehe Formeln in Slides

Summary

Complexity

