Inhalt der Nachrichtentechnik

Teil 3: Analoge Hochfrequenz-Signalverarbeitung

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

8 Modulation hochfrequenter Signale und Multiplexverfahren

8.1 Modulation und Demodulation eines hochfrequenten Trägersignals

8.1.1 Aufwärtsmischung (Sender) und Erzeugung eines AM-Signals

8.1.2 Abwärtsmischung (Empfänger) und Demodulation

8.2 Intermodulation

8.2.1 Intermodulation in Frequenzmultiplexsystemen

8.2.2 Passive Intermodulation (PIM)

8.3 Grundlegende Multiplexverfahren

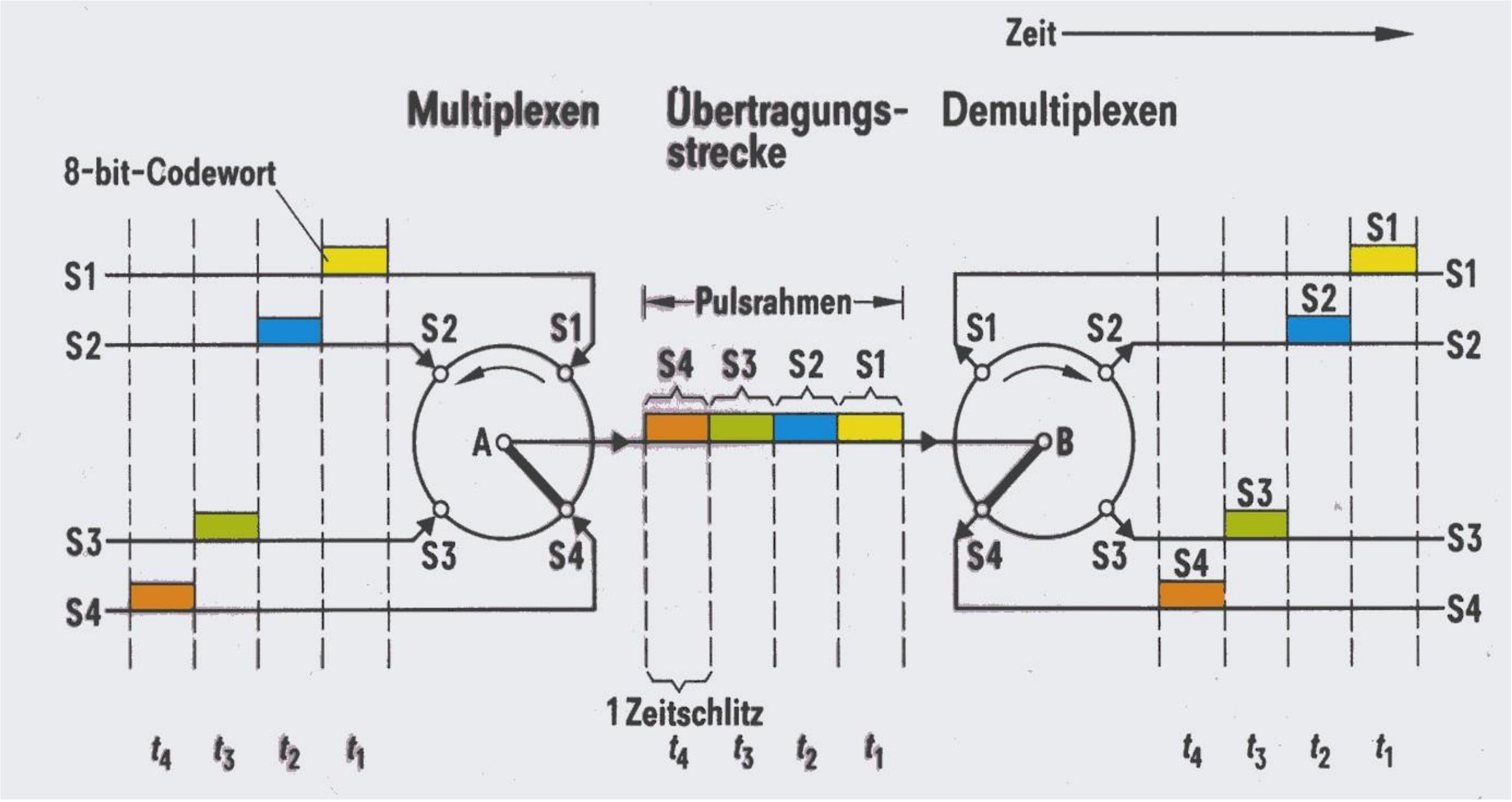
Codemultiplex und Bandspreiztechnik

Einführung & Motivation: Zweck der Frequenzumsetzung / Modulation

Ergänzung: Raummultiplex & Codemultiplex

IMP

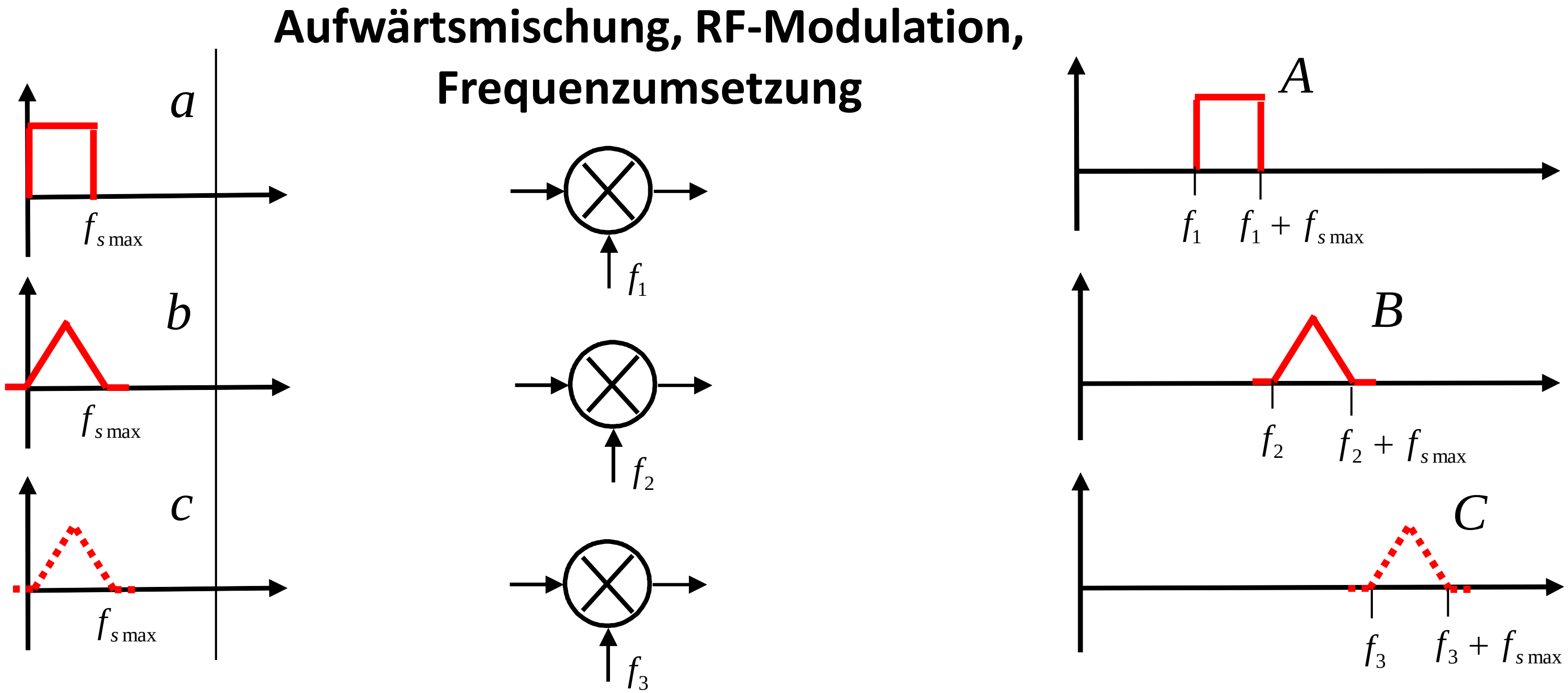
<u>Beispiel:</u> Mehrfachausnutzung des Kanals durch Multiplexverfahren - Zeitmultiplex



Zeitlich verschachtelte digitale PCM-Signale S1 bis S4 im Basisband

➔ Kap. 6. PCM-Zeitmultiplex (Time Division Multiple Access, TDMA)

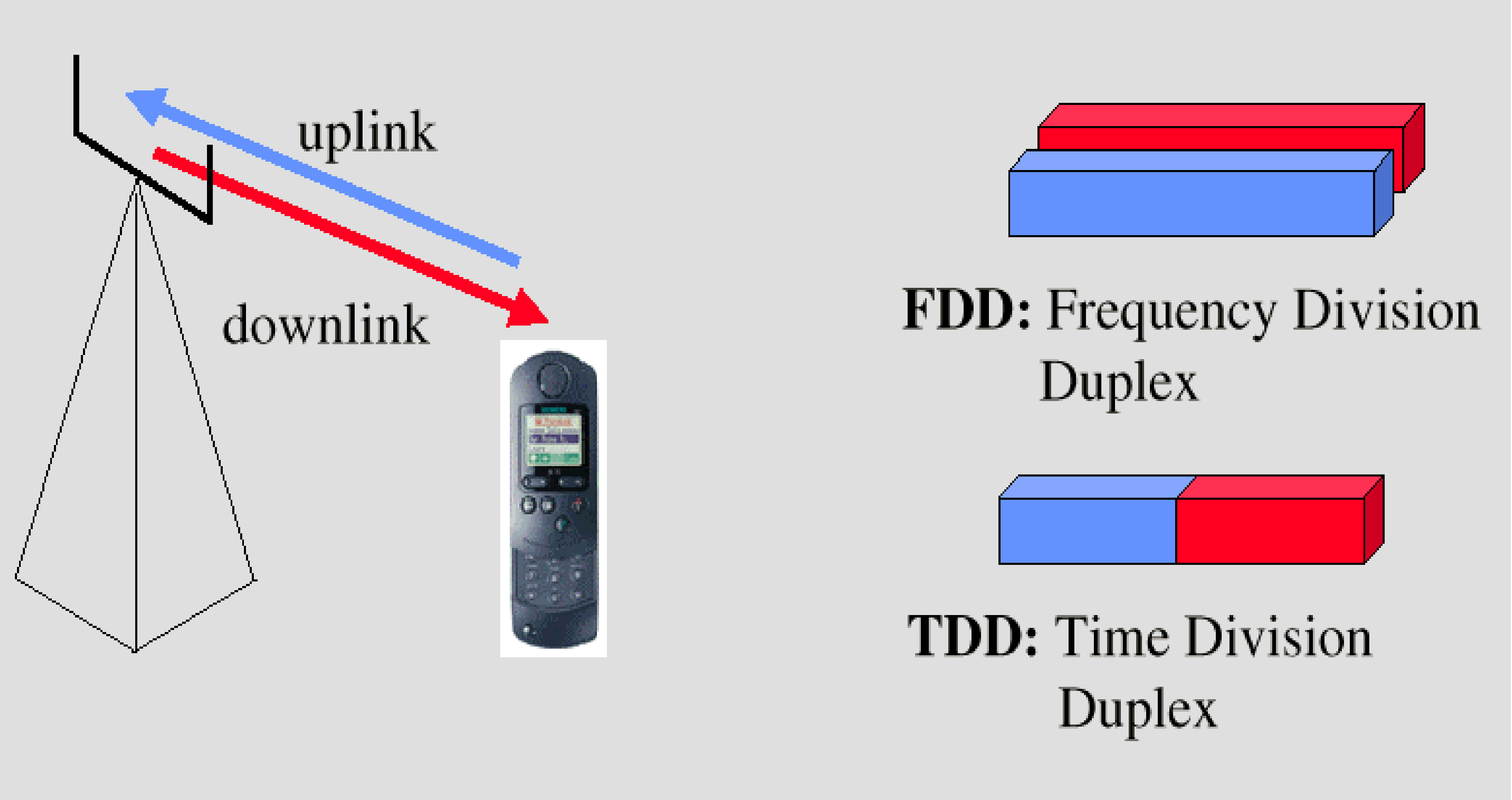
<u>Beispiel:</u> Mehrfachausnutzung des Kanals durch Multiplexverfahren - Frequenzmultiplex



Frequenzumsetzung der Basisbänder *a, b, c* (Sprache, Video, Daten) aus der natürlichen Frequenzlage in die HF-Frequenzlage *A, B, C* (frequenzversetzt) → Frequenzmultiplex (Frequency Division Multiplex Access, FDMA)

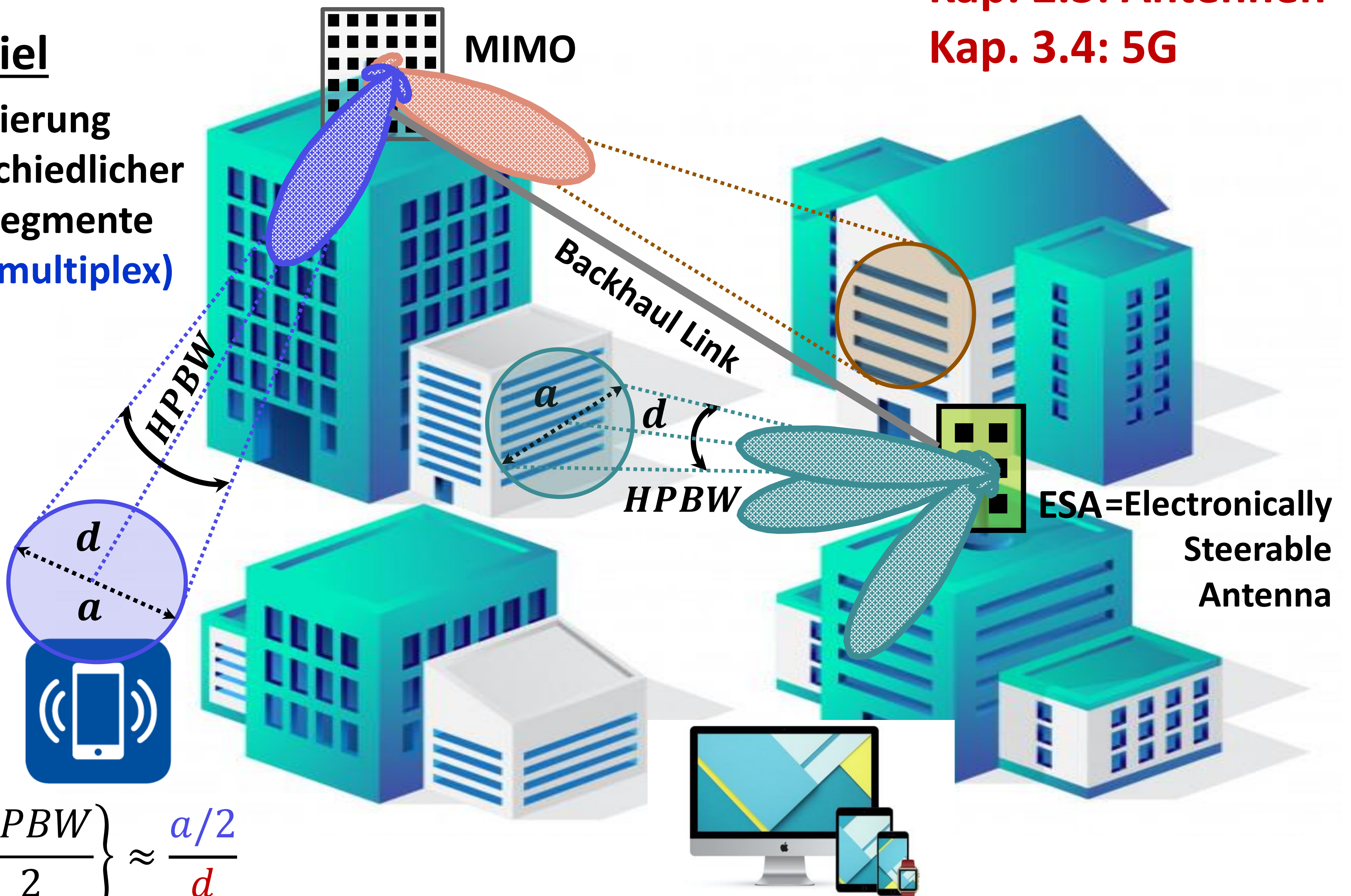
Duplexverfahren (Duplex Schemes)

Separation von Sende- und Empfangssignal



Beispiel

Adressierung unterschiedlicher Raumsegmente (Raummultiplex)



$$\tan\left\{\frac{HPBW}{2}\right\} \approx \frac{a/2}{d}$$

$a \approx d \cdot HPBW$ **for small HPBW**

MIMO = Multiple Input Multiple Output
SDMA = Space Division Multiple Access

Digital vs. Analog Beamforming
for Large Arrays (Pros & Cons)

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

Digital beamforming

N_R×ANT elements, N_R×down- &A/D converters

+ **Controlling the phase and the signal amplitude** at the same time (weighting) is very simple in the DBB

– **High power consumption** due to electronics (A/D converter)

– **Complex systems & integration** → high manufacturing cost

Analog beamforming

N_R×ANT &phase shifters, 1×down- &A/D converters

+ **Controlling the phase** in RF band is simple

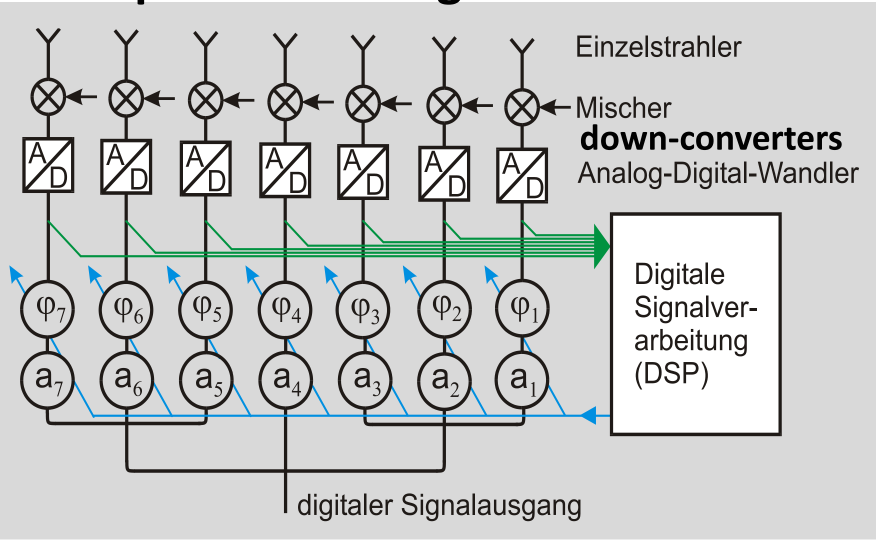
– **Controlling the amplitude** in RF is difficult

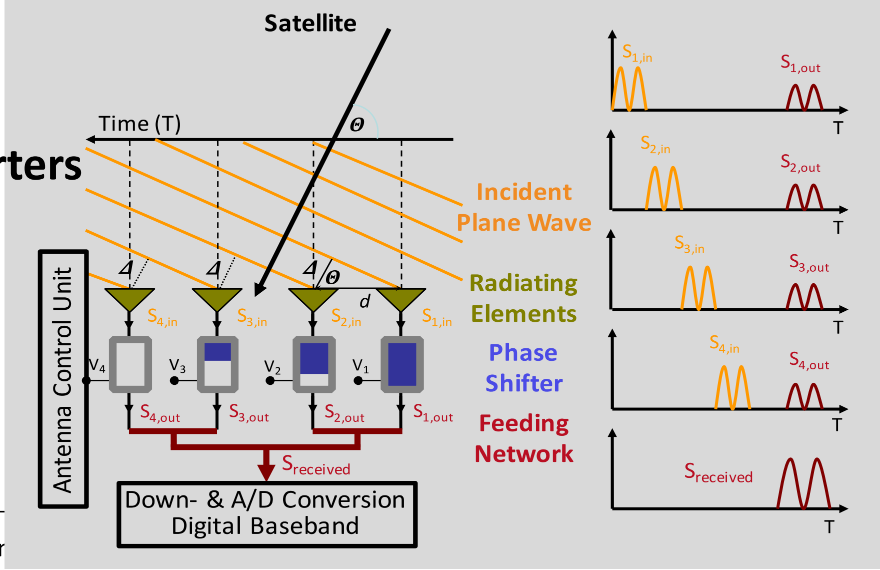
– Electronics required for tuning voltages

+ **Low power consumption**, dep. on technology

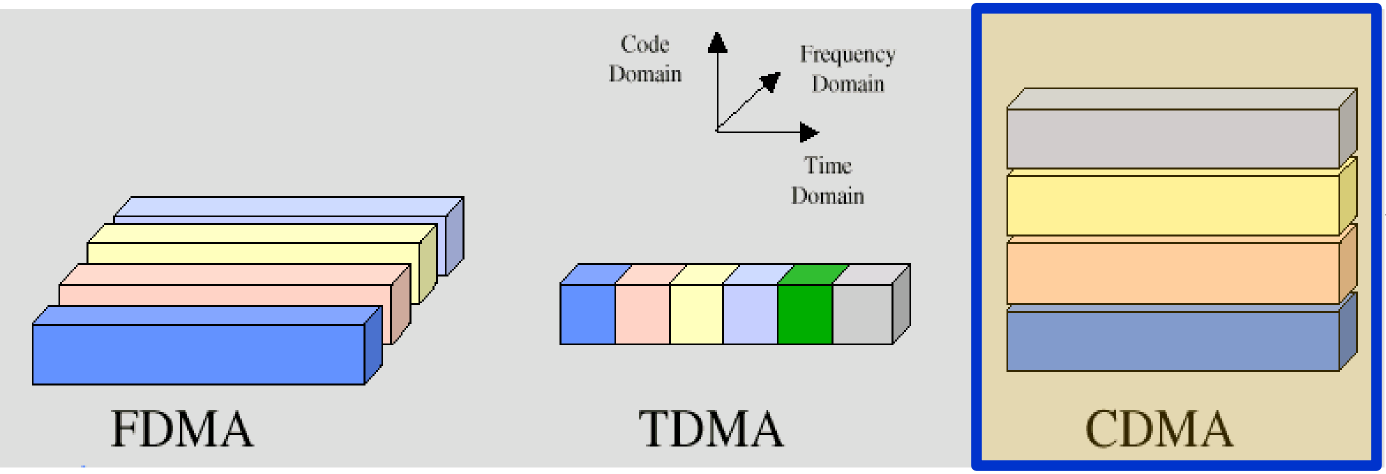
+ **Less complexity** →low manufact. cost feasible

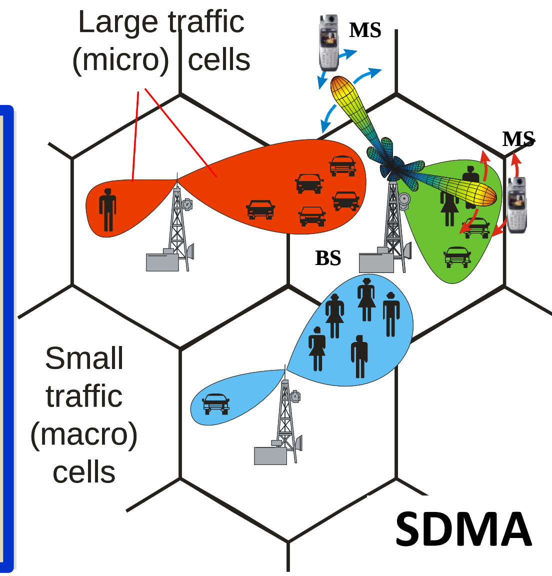
Examples: Receiving Case





Modulation hochfrequenter Trägersignale





- ❑ ***Störschutzerhöhung:*** **z.B. durch Modulationsverfahren (s. Kap. 9) oder Spreiztechniken mittels CDM (s. Kap. 8.3)**
  - ⟹ Austausch von Bandbreite gegen Störabstand
  - ⟹ Erhöhung der Störsicherheit gegenüber Rauschen und Interferenz

Fokus: **Code Division Multiplex Access (CDMA) kurz Codemultiplex**

Vielseitige Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen: UMTS, 4G LTE, 5G, GEO/MEO-HTS, LEO-Sat. Mega-Constellations, ...

Inhalt der Nachrichtentechnik

Teil 3: Analoge Hochfrequenz-Signalverarbeitung

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

8 Modulation hochfrequenter Signale und Multiplexverfahren

Basisband-Signale im Sender und Empfänger

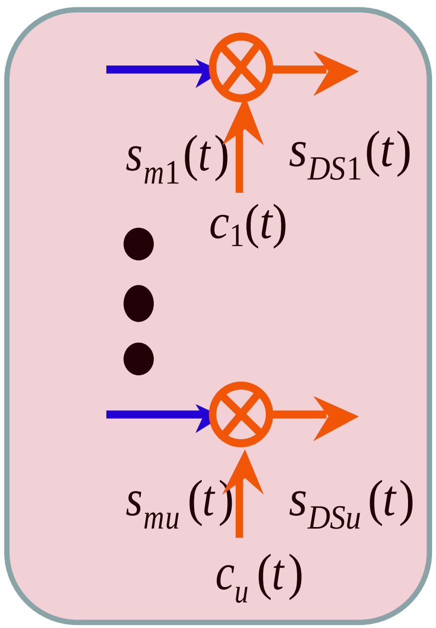
Digitales Basisband: *u*-ter Sender

Nächste Folie: Darstellung der Signale & Spreizfaktor

1.) Modulationssignal $s_{mu}(t)$ mit der Symboldauer T_s des *u*-ten Sender

$$s_m(t) = A_m \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t-i\cdot T_s}{T_s}\right)$$

Informationstragende Signal: ergodischer Prozess bei der die Daten *d*(*i*) unbekannt sind



3.) Gesendete Spreizsignal $s_{mSu}(t)$ des *u*-ten Sender

$$s_{DSu}(t) = s_{mu}(t) \cdot c_u(t)$$
$$= A_m \cdot A \cdot \sum_{i=-I}^{I} d(i) \cdot \mathrm{rect}\left[\frac{t-i\cdot T_s}{T_s}\right] \cdot \sum_{k=-K}^{K} c(i) \cdot \mathrm{rect}\left[\frac{t-k\cdot T_c}{T_c}\right]$$

Spreizcodesequenz *c*(*i*) ist bekannt, deterministisch und periodisch

2.) Nutzerspezifischen pseudo-zufälligen Rechtecksignal (binäre Folge von *Chips* = Spreizcodesequenz mit Chipdauer $T_c \ll T_s$)

$$c_u(t) = A \cdot \sum_{k=-K}^{K} c(i) \cdot \mathrm{rect}\left[\frac{t-k\cdot T_c}{T_c}\right]$$

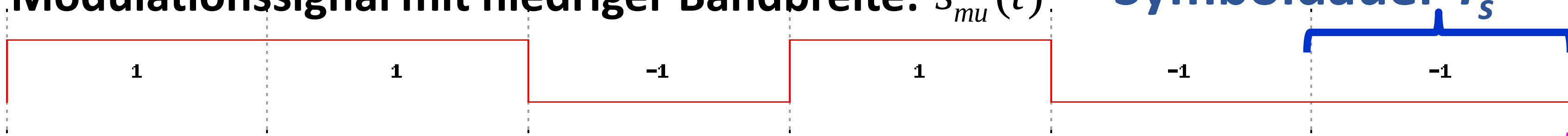
Digitales Basisband (Beispiel): *u*-ter Sender

Nächste Folie: v-ter Empfänger

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

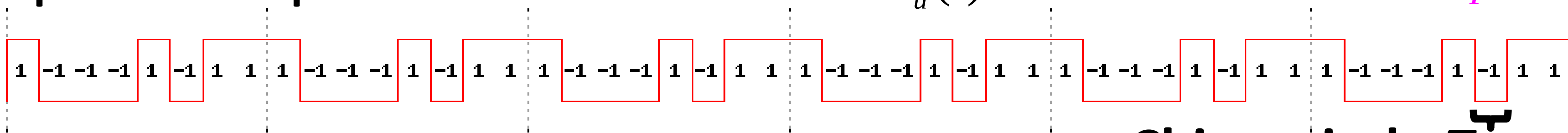
Modulationssignal mit niedriger Bandbreite: $s_{mu}(t)$

Symboldauer T_s



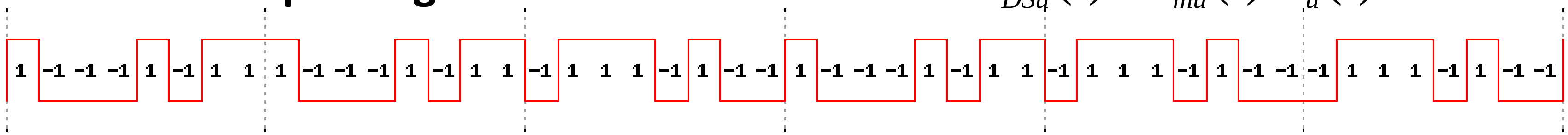
Spreizcodesequenz mit hoher Bandbreite: $c_u(t)$

Spreizfaktor $G_p = T_s / T_c$

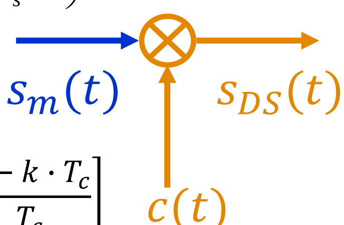


Chipperiode T_c << T_s

Gesendetes Spreizsignal mit hoher Bandbreite: $s_{DSu}(t) = s_{mu}(t) \cdot c_u(t)$



$$s_m(t) = A_m \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right)$$



$$s_{DSu}(t) = s_{mu}(t) \cdot c_u(t)$$

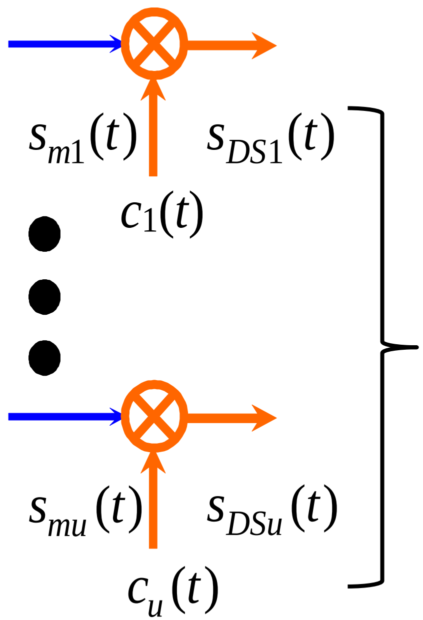
$$= A_m \cdot A \cdot \sum_{i=-I}^{I} d(i) \cdot \operatorname{rect}\left[\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right] \cdot \sum_{k=-K}^{K} c(i) \cdot \operatorname{rect}\left[\frac{t - k \cdot T_c}{T_c}\right]$$

$$c_u(t) = A \cdot \sum_{k=-K}^{K} c(i) \cdot \operatorname{rect}\left[\frac{t - k \cdot T_c}{T_c}\right]$$

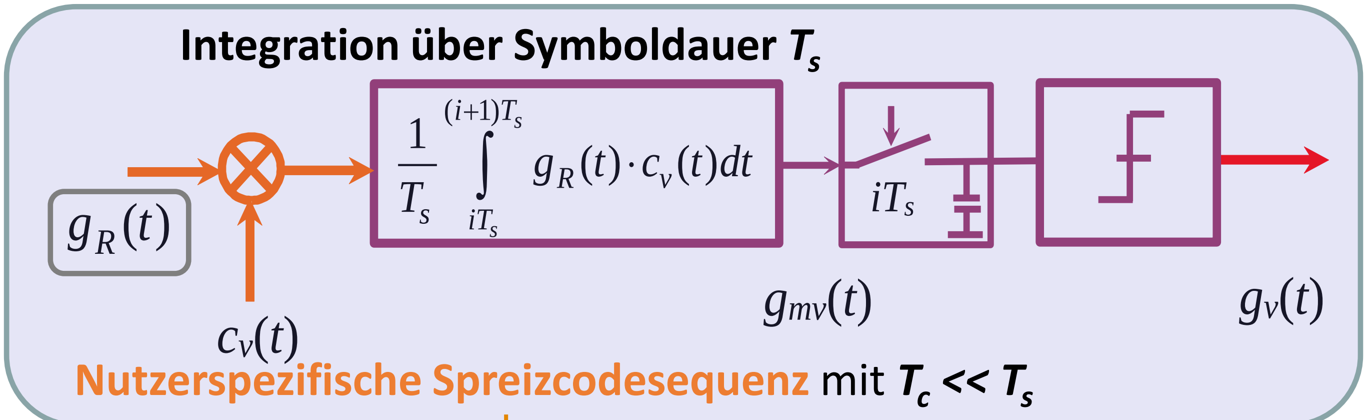
IMP

Digitales Basisband: *v*-ter Empfänger

Nächste Folie: Ergebnisse v-ter Empfänger



Empfangene DBB-Signal $g_R(t)$ = Gemisch aller gesendeten Spreizcodesequenzen $s_{DS1}(t)$ ... $s_{DSu}(t)$



Empfänger-Ausgangssignal nach Integration, Abtastung & Schwellwertentscheider

$$g(t) = \frac{1}{T_s}\int_{iT_s}^{(i+1)T_s} \boxed{g_R(t)}\cdot c_v(t)dt = \frac{1}{T_s}\int_{iT_s}^{(i+1)T_s} \sum_{u=1}^{U} s_{mu}(t)\cdot c_u(t)\cdot c_v(t)dt$$

Integration über T_s

$$g(t) = \sum_{u\neq v} \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{iT_s}^{(i+1)T_s} s_{mu}(t)\cdot c_u(t)\cdot c_v(t)dt}_{\approx 0,\text{ da unkorreliert}} + \underbrace{\frac{1}{T_s}\int_{iT_s}^{(i+1)T_s} s_{mv}(t)\cdot \underbrace{c_v(t)\cdot c_v(t)}_{=1\text{ für } u=v} dt}_{s_{mv}(t)=s_{mu}(t)} = s_{mu}(t)$$

IMP

Digitales Basisband: *v*-ter Empfänger

Nächste Folie: Darstellung der Signale

Empfänger-Ausgangssignal nach Integration, Abtastung & Schwellwertentscheider

Integration über T_s

$$g(t) = \sum_{u \neq v} \underbrace{\frac{1}{T_s} \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} s_{mu}(t) \cdot c_u(t) \cdot c_v(t)dt}_{\approx 0,\ \text{da unkorreliert}} + \underbrace{\frac{1}{T_s} \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} s_{mv}(t) \cdot \underbrace{c_v(t) \cdot c_v(t)}_{=1 \text{ für } u=v} dt}_{s_{mv}(t) = s_{mu}(t)} = s_{mu}(t)$$

Ergebnis:

Bei Verwendung ***orthogonaler Spreizcodes*** ist das nutzerspezifische Signal mit allen übrigen Spreizcodesequenzen *u≠v* unkorreliert

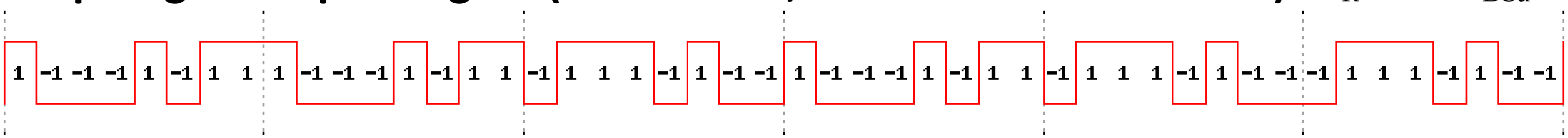
➔ **Integration liefert „0"**

Aus Gemisch aller gesendeten Spreizcodesequenzen $\boldsymbol{s_{DS1}(t)}$ ... $\boldsymbol{s_{DSu}(t)}$ im Empfangssignal $g_R(t)$ des **v-ten Teilnehmers für *u=v*** wird ***NUR*** das **ursprüngliche Modulationssignal durch Integration über eine Symboldauer T_s rückgewonnen**

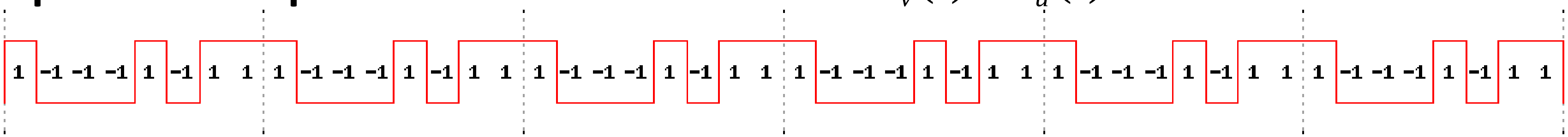
Digitales Basisband (<u>Beispiel</u>): *v*-ter Empfänger

Nächste Folie: w-ter Receiver

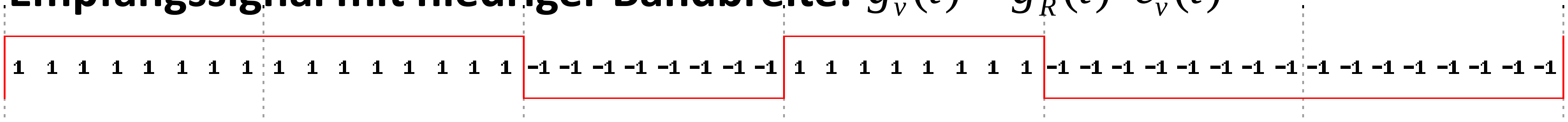
Empfangenes Spreizsignal (nur für *u*=*v*, da für *u*≠*v* unkorreliert): $g_R(t) = s_{DSu}(t)$

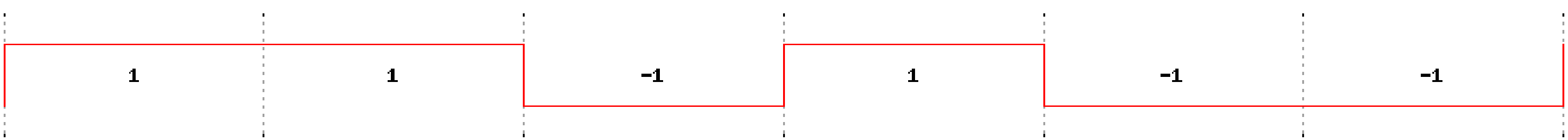


Spreizcodesequenz mit hoher Bandbreite: $c_v(t) = c_u(t)$

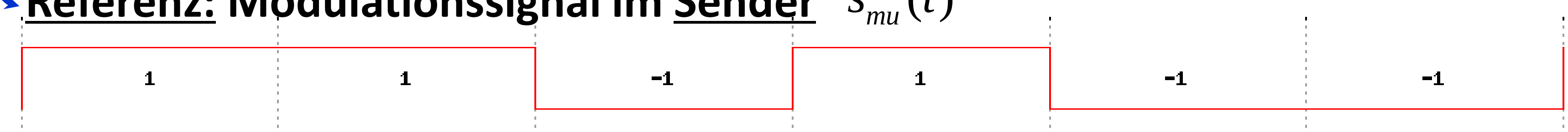


Empfangssignal mit niedriger Bandbreite: $g_v(t) = g_R(t) \cdot c_v(t)$





<u>Referenz:</u> Modulationssignal im <u>Sender</u> $s_{mu}(t)$

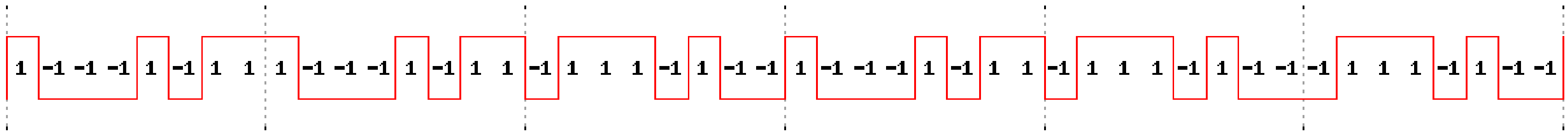


Digitales Basisband (Beispiel): *w*-ter Empfänger

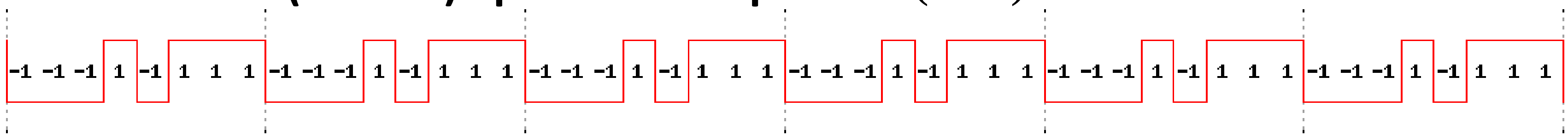
WRONG Spreading Code

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

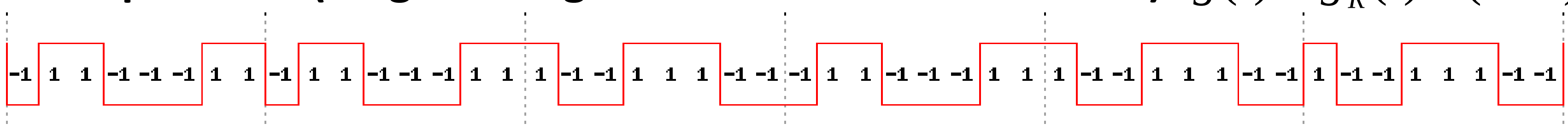
Empfangene Signal des *u-ten* Senders: $g_R(t) = s_{DSu}(t)$



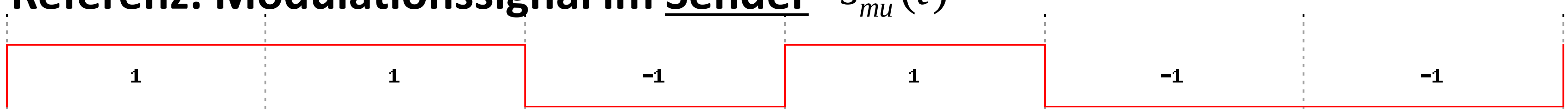
Verschobene (falsche) Spreizcodesequenz: $c(t-\tau)$



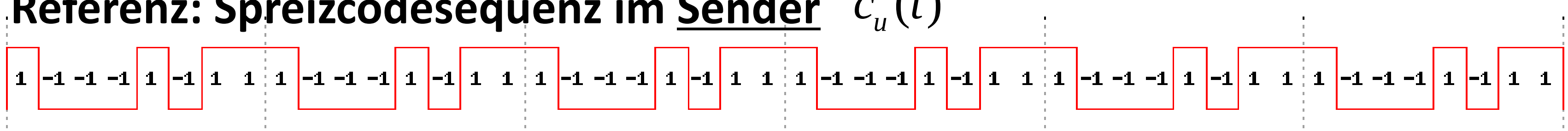
Multiplikation (Originäre Signal nicht mehr detektierbar): $g(t) = g_R(t) \cdot c(t-\tau)$



Referenz: Modulationssignal im <u>Sender</u> $s_{mu}(t)$



Referenz: Spreizcodesequenz im <u>Sender</u> $c_u(t)$



Inhalt der Nachrichtentechnik

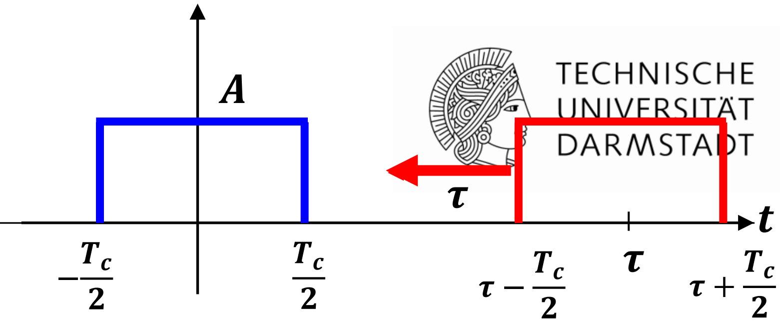
Teil 3: Analoge Hochfrequenz-Signalverarbeitung

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

8 Modulation hochfrequenter Signale und Multiplexverfahren

Autokorrelationsfunktion (AKF) & Leistungsdichte-spektrum (LDS) der Signale im Basisband

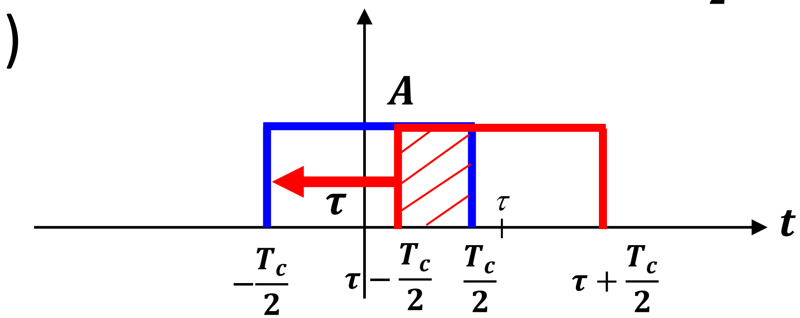
Autokorrelationsfunktion (AKF)



AKF der Spreizcodesequenz $c(t)$

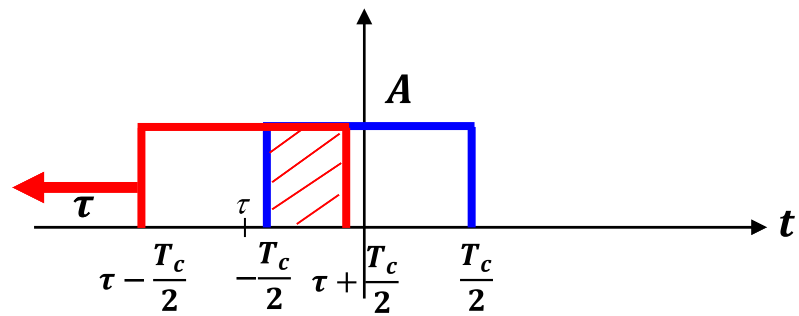
(Rechteck mit der Impulsbreite T_c)

$$\phi_c(\tau) = c(-\tau) * c(\tau)$$



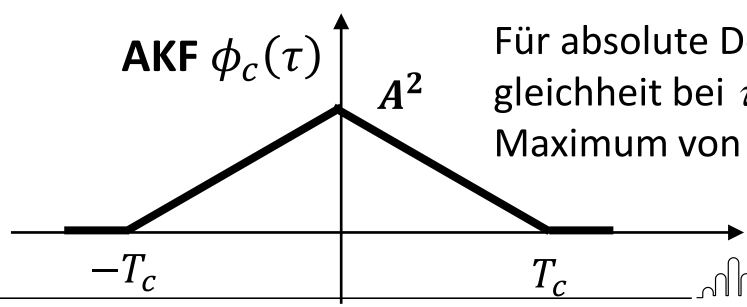
wie **Faltung** zweier Rechteck-signale der Breite T_c

➔ **AKF = Dreiecksfunktion**
der Breite $2T_c$



$$\phi_c(\tau) = \lim_{T_0 \to \infty} \frac{1}{2T_0} \int_{-T_0}^{T_0} c(t)c(t+\tau)dt$$

$$= \Lambda\left[\frac{\tau}{T_c}\right] \text{ für } |\tau| < T_c$$



Für absolute Deckungs-gleichheit bei τ=0 ist Maximum von $c^2(t)$ = 1.

AKF & LDS der Spreizcodesequenz

Fourier-Transformierte allgemein einer AKF eines reell-wertigen Signals ist gleich dem **Betragsquadrat der Fourier-Transformierten dieses Signals** (***Wiener-Khintchine-Theorem***)

AKF $\phi_c(\tau) = c(-\tau) * c(\tau)$ $\Rightarrow$ $\phi_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |S_c(f)|^2 e^{+j2\pi f\tau} df$

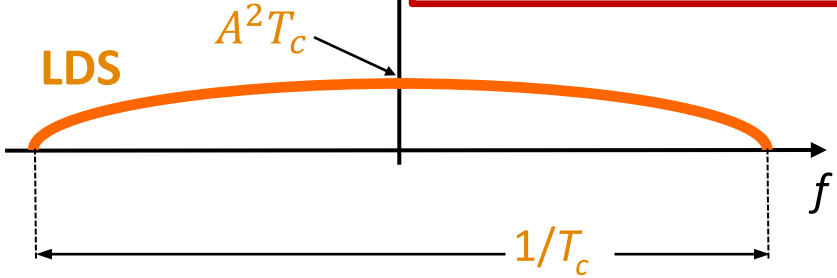
FT

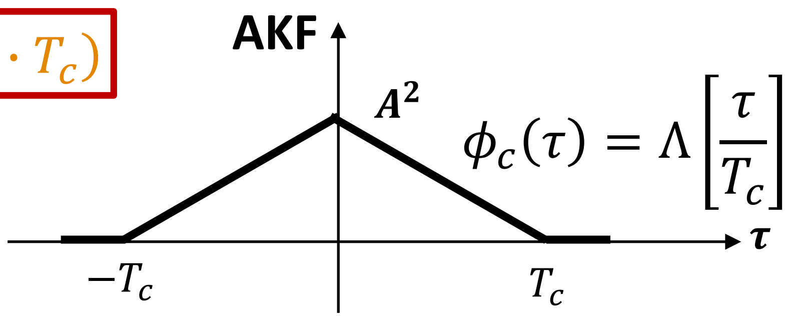
LDS $S_c^*(f) \cdot S_c(f) = |S_c(f)|^2$ $\Rightarrow$ $|S_c(f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$

Sender (Basisband)

LDS der Spreizcodesequenz ist eine si²-Funktion (**FT der Λ-AKF**) mit einer Breite des Hauptspektrums von $1/T_c$:

$$\boxed{|S_c(f)|^2 = A^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2(\pi f \cdot T_c)}$$

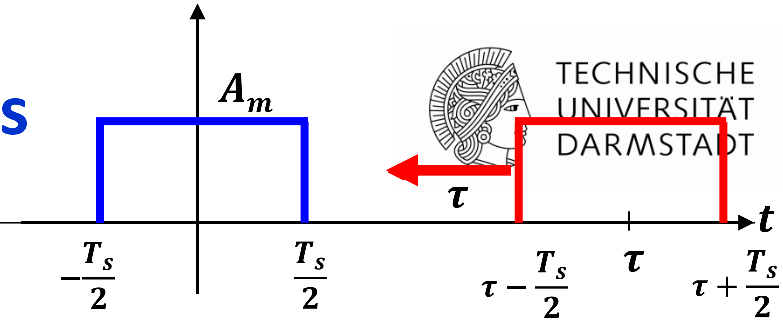




$$\phi_c(\tau) = \Lambda\left[\frac{\tau}{T_c}\right]$$

AKF & LDS des Modulationssignals

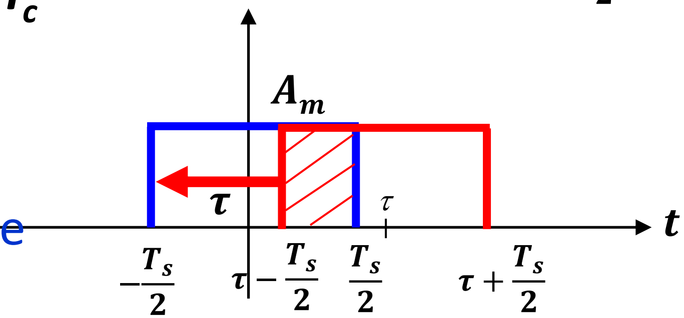
Symboldauer >> Chipperiode



Gleiche für Modulationssignal $s_m(t)$
(Rechtecksignal der Impulsbreite T_s)

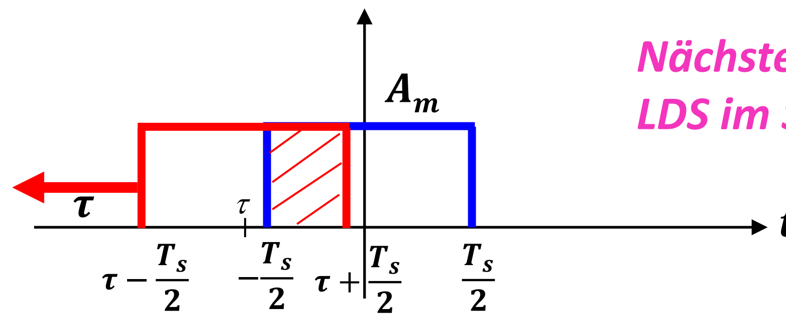
T_s >> T_c

➔ **AKF = Dreiecksfunktion** mit Breite $2T_s$



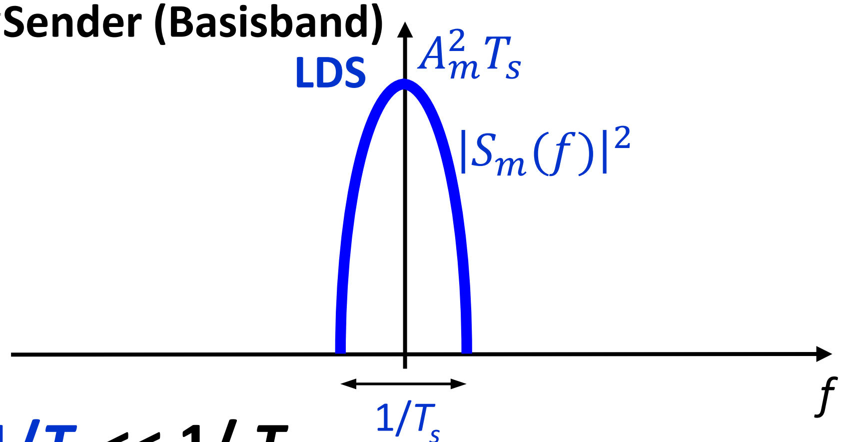
➔ **LDS = si²() Fouriertransformierte** mit Breite des Hauptspektrums $1/T_s$:

$$|S_m(f)|^2 = A_m^2 \cdot T_s \cdot si^2(\pi f \cdot T_s)$$

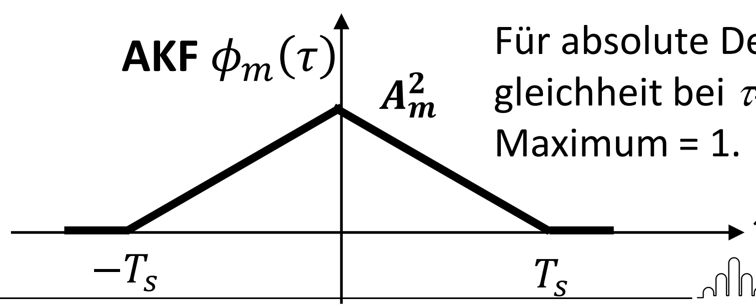


Nächste Folie: LDS im Sender

Sender (Basisband)



$1/T_s$ << $1/T_c$

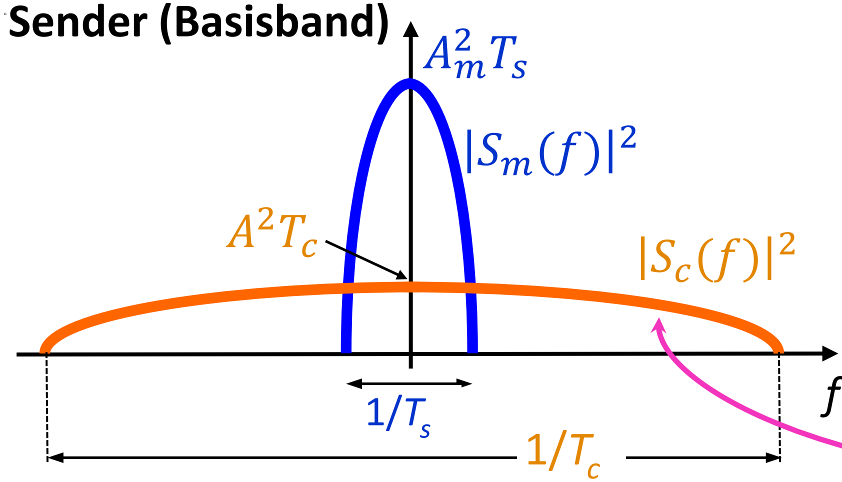


Für absolute Deckungsgleichheit bei τ=0 ist Maximum = 1.

LDS des Sendesignals (*u*-ter Sender)

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

Sender (Basisband)



Digitales Basisband:

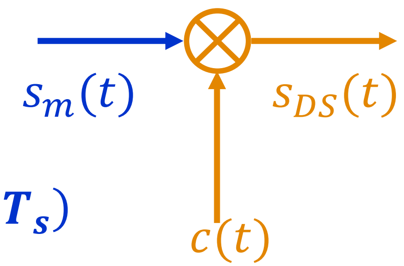
Wegen Multiplikation $s_{DSu}(t) = s_{mu}(t) \cdot c_u(t)$ ist die Impulsbreite des Sendesignals $s_{DS}(t)$ auch T_c wie die der Spreizcodesequenz ➔ **LDS Sendesignal** mit Breite des Hauptspektrums *1/T_c*:

$$|S_{DS}(f)|^2 \sim A_M^2 \cdot T_c \cdot si^2(\pi f \cdot T_c)$$

Spreizung des Spektrums $|S_{DS}(f)|^2$ gegenüber dem LDS des Modulationssig. $|S_M(f)|^2$

LDS Mod.sig., Breite des Hauptspektrums $1/T_s$

$$|S_m(f)|^2 = A_m^2 \cdot T_s \cdot si^2(\pi f \cdot T_s)$$



$$|S_c(f)|^2 = A^2 \cdot T_c \cdot si^2(\pi f \cdot T_c)$$

LDS Spreizcodesequenz, Breite des Hauptspektrums $1/T_c$

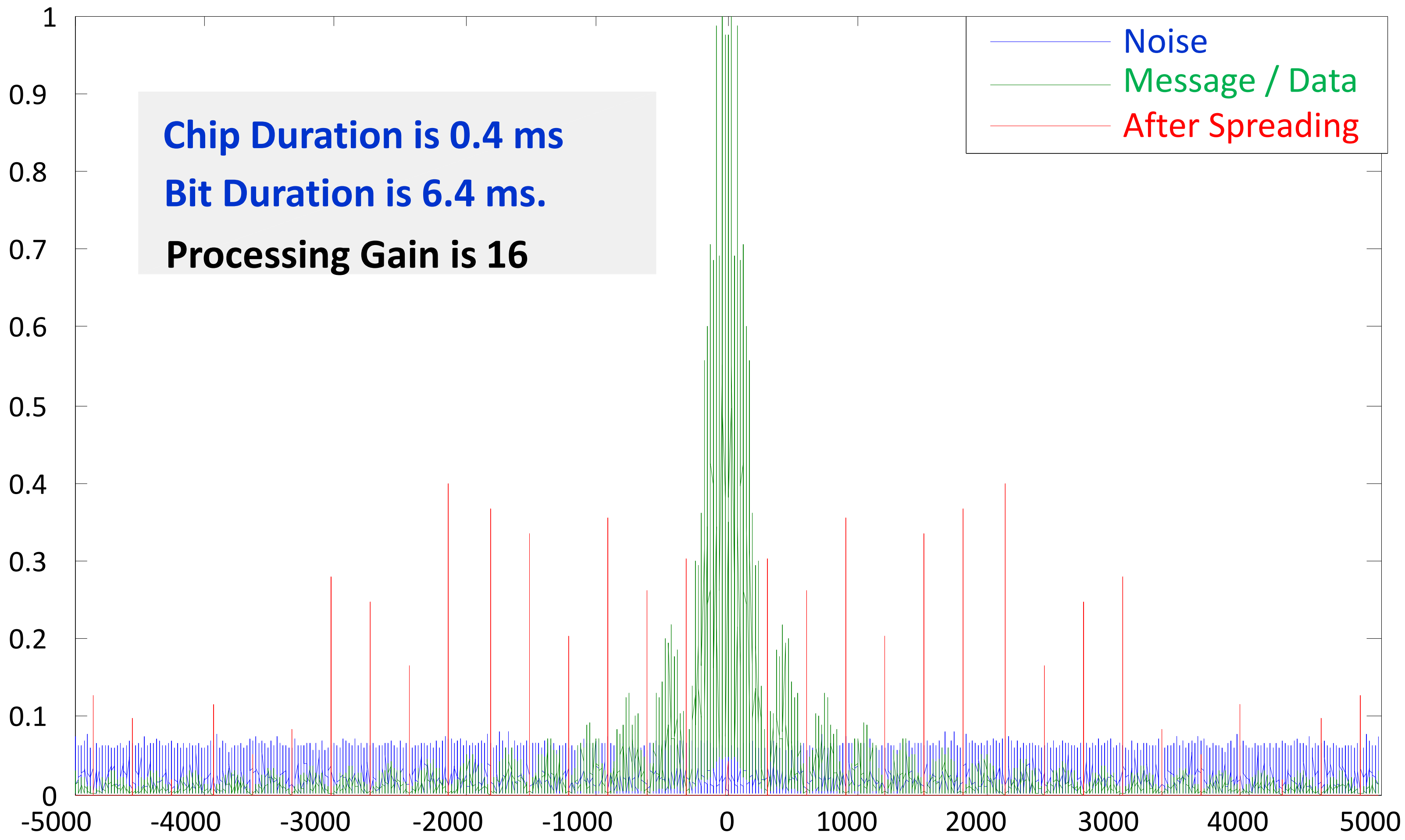
Spreizfaktor $G_p = T_s / T_c$

z.B. T_c =0.4 ms & T_s=6.4ms ➔ G_p=16

16/T_s breites Spektrum für Kanalübertragung erforderlich!

IMP

Example for the Power Density Spectrum of a Real CDM System



Inhalt der Nachrichtentechnik

Teil 3: Analoge Hochfrequenz-Signalverarbeitung

8 Modulation hochfrequenter Signale und Multiplexverfahren

8.1 Modulation und Demodulation eines hochfrequenten Trägersignals

8.1.1 Aufwärtsmischung (Sender) und Erzeugung eines AM-Signals

8.1.2 Abwärtsmischung (Empfänger) und Demodulation

8.2 Intermodulation

8.2.1 Intermodulation in Frequenzmultiplexsystemen

8.2.2 Passive Intermodulation (PIM)

8.3 Grundlegende Multiplexverfahren

Codemultiplex und Bandspreiztechnik

Hochfrequenzsignale (Kap. 8) zur Übertragung über einen Kanal: Autokorrelationsfunktion (AKF) & Leistungsdichtespektrum (LDS)

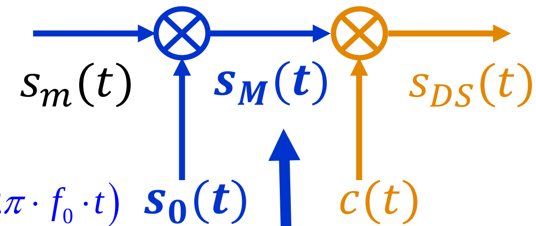
Modulation/Aufwärtsmischung in die Hochfrequenzebene: *u*-ter Sender

$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$

Modulationssignal

$$s_m(t) = A_m \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right)$$

Mischer mit Steilheit k_M



Trägersignal $s_0(t) = \hat{s}_0 \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$

Aufwärtsmischung in HF-Ebene:

Multiplikation mit hochfrequenten Trägersignal (s. Kap. 8) verschiebt das **LDS des Modulationssignals** um die **Trägerfrequenz $\pm f_0$** im doppelseitigen Spektrum.

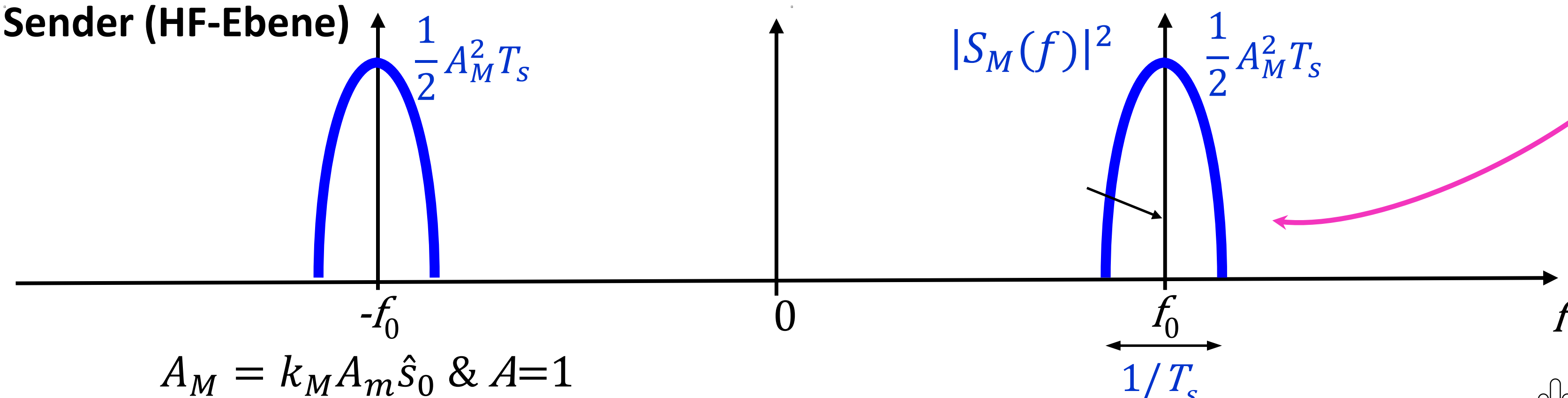
$$|S_m(f)|^2 = A_m^2 \cdot T_s \cdot si^2(\pi f \cdot T_s)$$

$$s_M(t) = k_M s_m(t) \cdot s_0(t) = \underbrace{k_M A_m \hat{s}_0}_{A_M} \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \operatorname{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

LDS nach Aufwärtsmischung

$$|S_M(f)|^2 = \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f + f_0)T_s] + \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f - f_0)T_s]$$

Sender (HF-Ebene)



$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$ & A=1

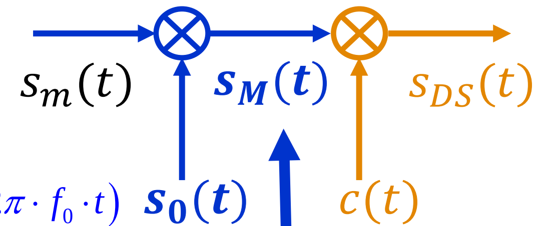
Modulation/Aufwärtsmischung in die Hochfrequenzebene: *u*-ter Sender

$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$

Modulationssignal

$$s_m(t) = A_m \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right)$$

Mischer mit Steilheit k_M



Trägersignal $s_0(t) = \hat{s}_0 \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$

Produkt $s_{DS}(t) = s_M(t) \cdot c(t)$ ist auch ein ergodischer Prozess

Spreizcodesequenz $c(t)$ ist bekannt, deterministisch und periodisch

$$|S_c(f)|^2 = A^2 \cdot T_c \cdot si^2(\pi f \cdot T_c)$$

Informationstragende HF-Signal $s_M(t)$: ergodischer Prozess bei der die Daten $d(i)$ unbekannt sind

$$s_M(t) = k_M s_m(t) \cdot s_0(t) = \underbrace{k_M A_m \hat{s}_0}_{A_M} \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underbrace{d(i)}_{\in\{1,-1\}} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

$$|S_M(f)|^2 = \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f + f_0)T_s] + \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f - f_0)T_s]$$

$$\phi_{SD}(\tau) = \phi_M(\tau) \cdot \phi_c(\tau).$$

Da $s_M(t)$ und $c(t)$ somit statisch unabhängig sind, ist die AKF des Produkts:

mit $A = 1$

$$|S_{DS}(f)|^2 = |S_M(f)|^2 * |S_c(f)|^2 \quad \Rightarrow \quad |S_{DS}(f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |S_M(f')|^2 \, |S_c(f - f')|^2 \, df'$$ (Faltungsintegral)

$$|S_{DS}(f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} A_M^2 T_s \cdot \left\{ \mathrm{si}^2[\pi(f' + f_0)T_s] + \mathrm{si}^2[\pi(f' - f_0)T_s] \right\} T_c \cdot \mathrm{si}^2 |\pi T_c \cdot (f - f')| \, df'$$

Modulation/Aufwärtsmischung in die Hochfrequenzebene: *u*-ter Sender

$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$

$$|S_{DS}(f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} A_M^2 T_s \cdot \left\{ \mathrm{si}^2\left[\pi(f'+f_0)T_s\right] + \mathrm{si}^2\left[\pi(f'-f_0)T_s\right] \right\} T_c \cdot \mathrm{si}^2 \left|\pi T_c \cdot (f-f')\right| df'$$

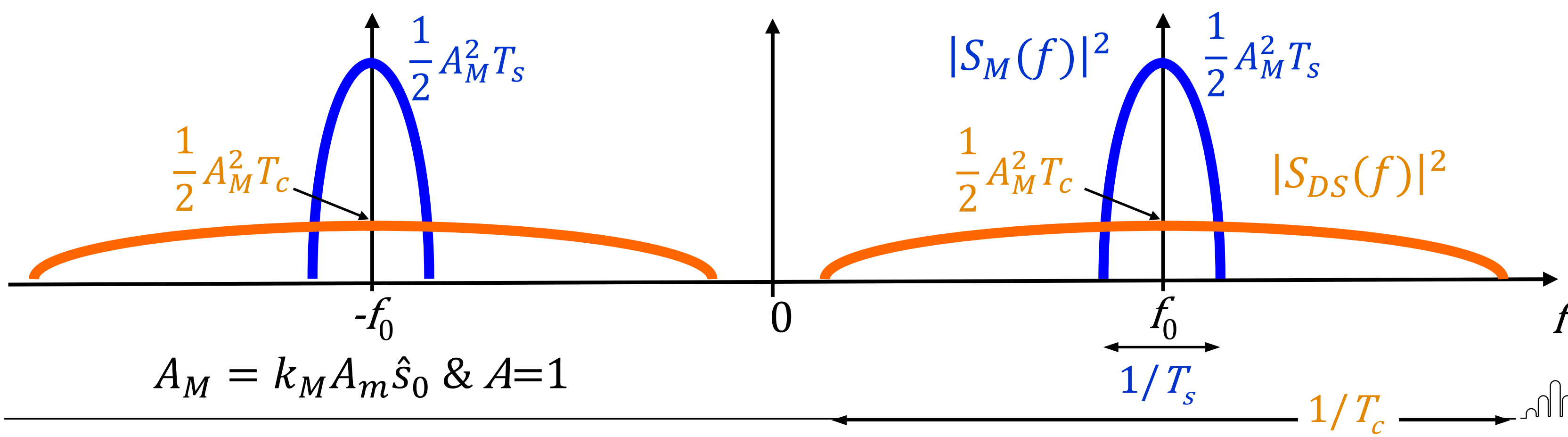
$$|S_{DS}(f)|^2 = A_M^2 T_s T_c \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \mathrm{si}^2\left[\pi(f'+f_0)T_s\right] \right\} \cdot \underbrace{\mathrm{si}^2 \left|\pi(f-f')T_c\right|} df' + A_M^2 T_s T_c \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \mathrm{si}^2\left[\pi(f'-f_0)T_s\right] \right\} \cdot \underbrace{\mathrm{si}^2 \left|\pi(f-f')T_c\right|} df'$$

Zweite si²-Funktion nahezu konstant für $f' = \mp f_0$ im Bereich der ersten si²-Funktion, da $1/T_c >> 1/T_s$

$$|S_{DS}(f)|^2 = A_M^2 T_s T_c \cdot \mathrm{si}^2\left[\pi(f+f_0)T_c\right] \cdot \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{si}^2 \left|\pi(f'+f_0)T_s\right| df'}_{1/T_s} + A_M^2 T_s T_c \cdot \mathrm{si}^2\left[\pi(f-f_0)T_c\right] \cdot \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{si}^2 \left|\pi(f'-f_0)T_s\right| df'}_{1/T_s}$$

Integration über si²-Funktion selbst ergibt $1/T_s$

$$\boxed{|S_{DS}(f)|^2 = \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2\left[\pi(f+f_0)T_c\right] + \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2\left[\pi(f-f_0)T_c\right]}$$



$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$ & A=1

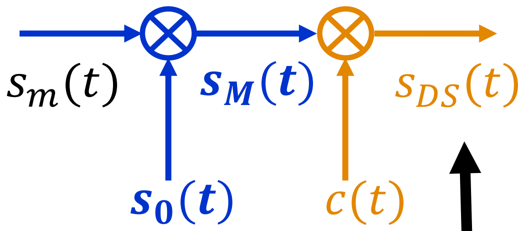
Modulation/Aufwärtsmischung in die Hochfrequenzebene: *u*-ter Sender

$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$

Modulationssignal

$$s_m(t) = A_m \cdot \sum_{i=-I}^{I} \underset{\in\{1,-1\}}{d(i)} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right)$$

Mischer mit Steilheit k_M



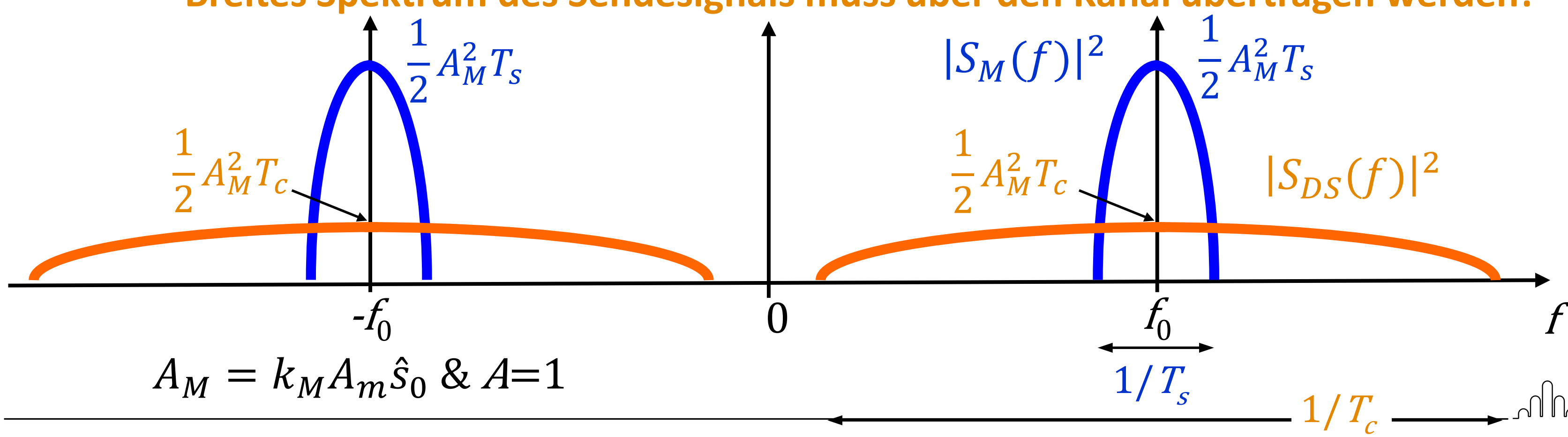
Multiplikation des Aufwärtsmischer-signals $s_M(t)$ mit einem deutlich schneller oszillierenden Pseudo-zufallssignal $c(t)$ ➔ Senderseitige *Spreizung des Spektrums*

$$s_{DS}(t) = k_M \hat{s}_0 \cdot s_m(t) \cdot c(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) = \underbrace{k_M A_m \hat{s}_0}_{A_M} \cdot \underbrace{\sum_{i=-I}^{I} \underset{\in\{1,-1\}}{d(i)}\, \mathrm{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_s}{T_s}\right)}_{s(t)/A_m} \cdot \underbrace{\sum_{k=-K}^{K} \underset{\in\{1,-1\}}{c(i)} \cdot \mathrm{rect}\left(\frac{t - i \cdot T_c}{T_c}\right)}_{c(t)} \cos(2\pi f_0 t)$$

LDS des Sendesignals

$$|S_{DS}(f)|^2 = \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f + f_0)T_c] + \frac{1}{2} A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f - f_0)T_c]$$

Breites Spektrum des Sendesignals muss über den Kanal übertragen werden!



$A_M = k_M A_m \hat{s}_0$ & A=1

Inhalt der Nachrichtentechnik

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

Teil 3: Analoge Hochfrequenz-Signalverarbeitung

8 Modulation hochfrequenter Signale und Multiplexverfahren

8.1 Modulation und Demodulation eines hochfrequenten Trägersignals

8.1.1 Aufwärtsmischung (Sender) und Erzeugung eines AM-Signals

8.1.2 Abwärtsmischung (Empfänger) und Demodulation

8.2 Intermodulation

8.2.1 Intermodulation in Frequenzmultiplexsystemen

8.2.2 Passive Intermodulation (PIM)

8.3 Grundlegende Multiplexverfahren

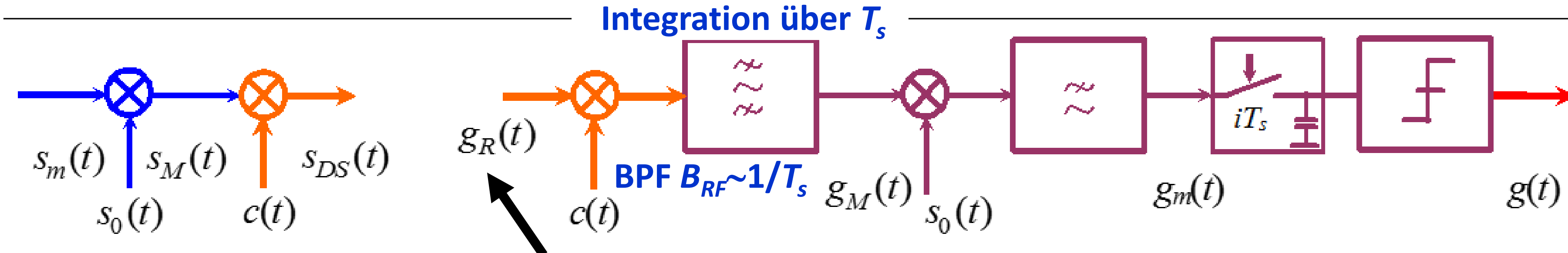
Codemultiplex und Bandspreiztechnik

Empfänger: LDS des empfangenen HF-Signals, Entspreizung, Abwärtsmischung

LDS des Empfangssignals in HF-Ebene

ν-ter Empfänger

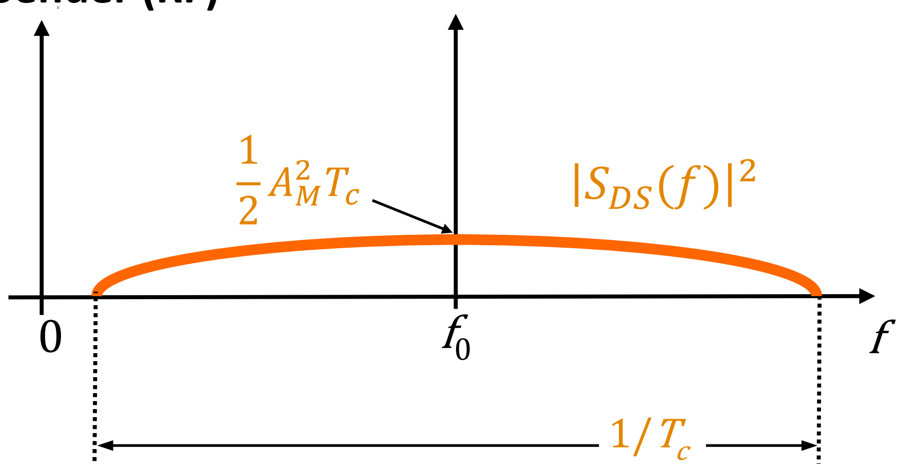
$$a_M = a_{0C} A_M = a_{0C} k_M A_m \hat{s}_0$$



LDS des Empfangssignals $|G_R(f)|^2$ = $|S_{DS}(f)|^2$ = LDS Sendesignals $s_{DS}(t)$ bis auf Amplitudenfaktor

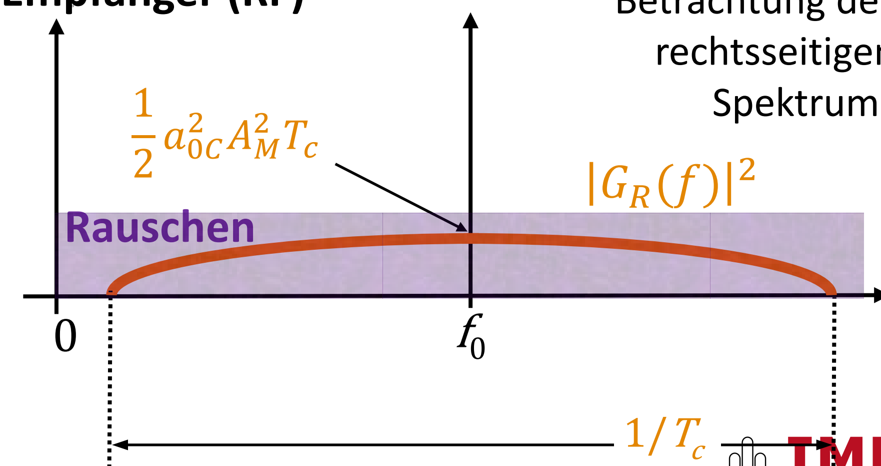
$$|G_R(f)|^2 = \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_c] + \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_c]$$

Sender (RF)



Empfänger (RF)

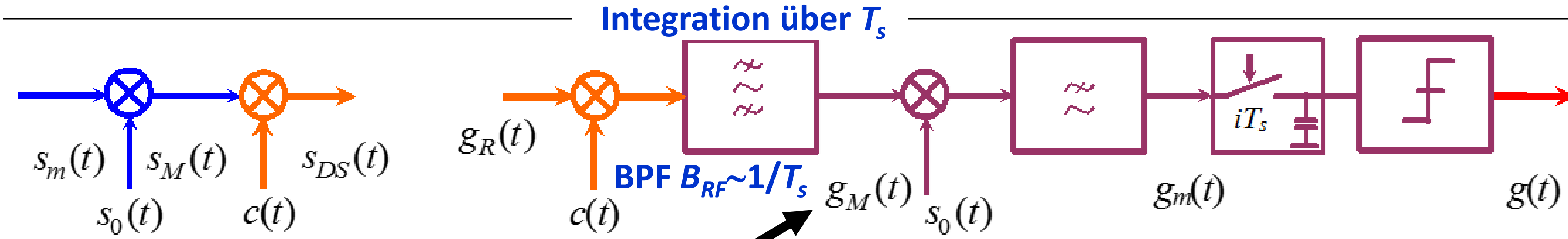
Betrachtung des rechtsseitigen Spektrums



Entspreizung (Multiplikation mit *c*(*t*)) in HF-Ebene

ν-ter Empfänger

$$a_M = a_{0C}A_M = a_{0C}k_M A_m \hat{s}_0$$



$$g_M(t) = g_R(t)\cdot c(t-\tau) = a_{0C}\cdot s_{DS}(t-t_{0C})\cdot c(t-\tau)$$

$$= a_{0C}k_M\hat{s}_0\cdot s_m(t-t_{0C})\cdot \cos(2\pi f_0(t-t_{0C}))\cdot \underbrace{c(t-t_{0C})\cdot c(t-\tau)}$$

Hierbei ist τ die abgeschätzte Verzögerung des Signals im Empfänger.
Bei idealer (korrekter) Synchronisation mit $\tau = t_{0C}$ ist

$$\boxed{\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} c_u(t-t_{0C})c_\nu(t-\tau)\,dt = 1 \quad \text{für } u = \nu}$$

➔ **Entspreizte Signal**

$$g_M(t) = \underbrace{a_{0C}k_M A_m\hat{s}_0}\cdot\frac{1}{A_m}\,s_m(t-t_{0C})\cdot\cos(2\pi f_0(t-t_{0C}))$$

LDS nach Entspreizung

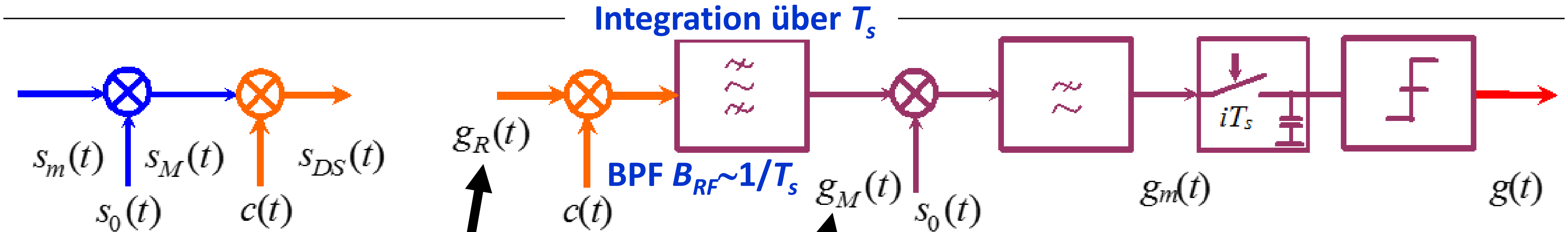
$$|G_M(f)|^2 = \frac{1}{2}a_M^2\cdot T_s\cdot \mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_s] + \frac{1}{2}a_M^2\cdot T_s\cdot \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_s]$$

Entspreizung (Multiplikation mit $c(t)$) in HF-Ebene

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DARMSTADT

ν-ter Empfänger

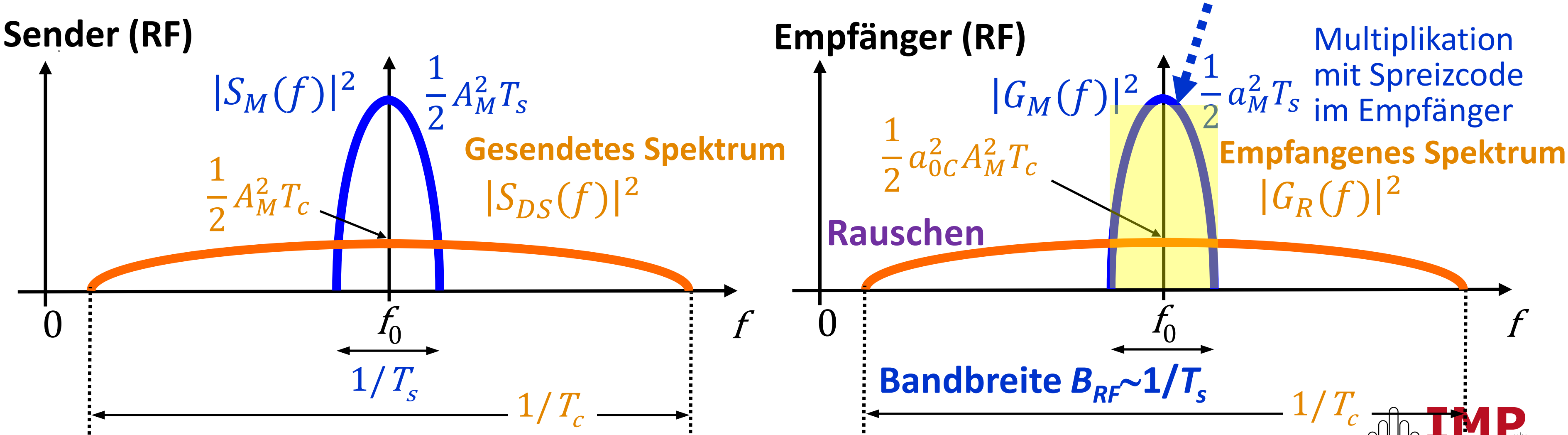
$$a_M = a_{0C} A_M = a_{0C} k_M A_m \hat{s}_0$$



$$|G_R(f)|^2 = \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_c] + \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 \cdot T_c \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_c]$$

$$|G_M(f)|^2 = \frac{1}{2} a_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_s] + \frac{1}{2} a_M^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_s]$$

Empfänger: Spektren vor/nach der Entspreizung + BPF mit Bandbreite B_{RF}~$1/T_s$



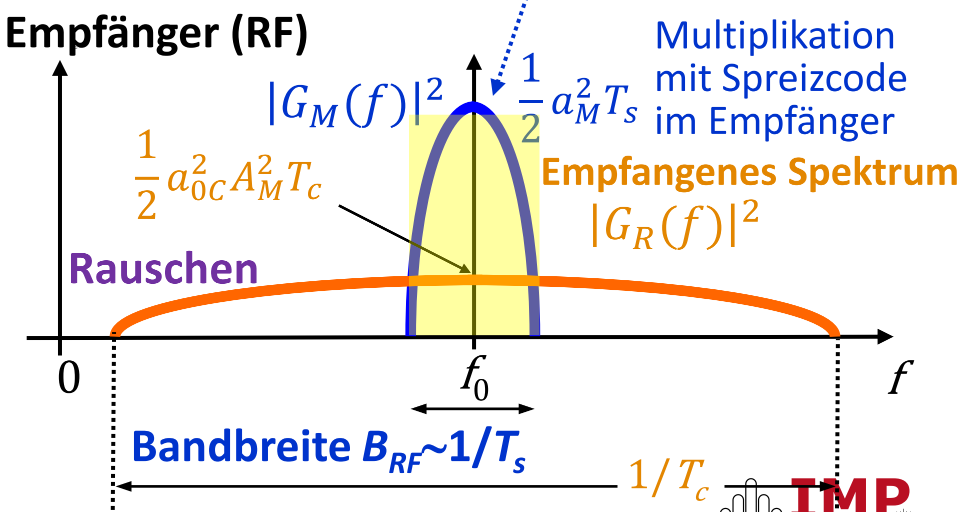
Entspreizung (Multiplikation mit $c(t)$) in HF-Ebene

ν-ter Empfänger

$$a_M = a_{0C} A_M = a_{0C} k_M A_m \hat{s}_0$$

Gespreiztem Empfangsspektrum $|G_R(f)|^2$ überlagert sich Rauschen mit konst. LDS

Entspreizung des empfangenen Signals (Multiplikation $g_R(t) \cdot c(t)$) & anschließende Integration zur Rückführung der Nutzsignalfolge bewirkt eine ***Erhöhung des LDS***, *aber keine Anhebung des Rauschpegels nach dem Spreizprozess*, *da* das *Rauschen* $n(t)$ und das empfängerseitige Pseudozufallssignal $c(t)$ (wie auch die aller anderen gesendeten Codes mit $u \neq v$) *unkorreliert* sind.



Vor & Nach Entspreizung in HF-Ebene

ν-ter Empfänger

$$a_M = a_{0C} A_M = a_{0C} k_M A_m \hat{s}_0$$

Gespreiztem Empfangsspektrum $|G_R(f)|^2$ überlagert sich Rauschen mit konst. LDS

Integration über si²-Funktion ergibt $1/T_c$ bzw. $1/T_s$

vor Entspreizung

$$\left.\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 T_c \cdot \frac{1}{T_c} \\ P_n &= \frac{1}{2} N_0 \cdot \frac{1}{T_c} \end{aligned}\right\} \quad \frac{P_s}{P_n} = a_{0C}^2 A_M^2 \cdot \frac{T_c}{N_0}$$

nach Entspreizung

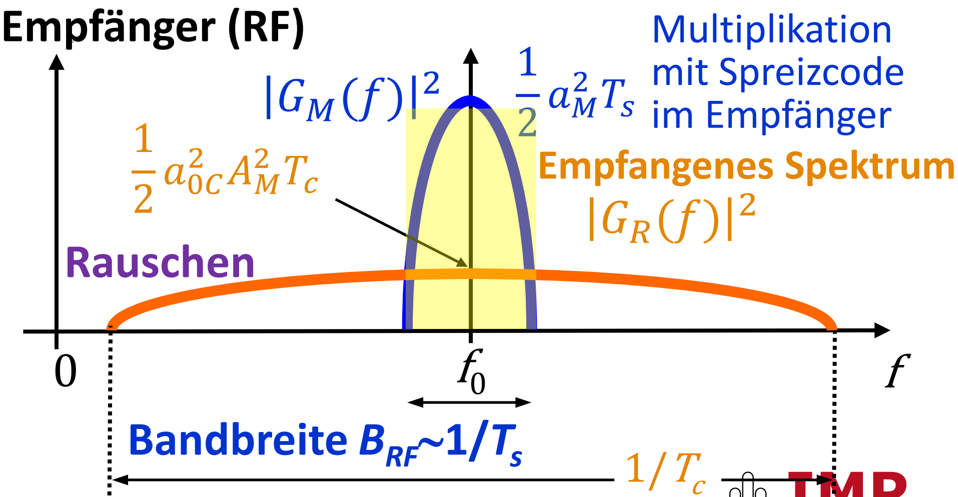
$$\left.\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{2} a_M^2 T_s \cdot \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2} a_{0C}^2 A_M^2 \\ P_n &= \frac{1}{2} N_0 \cdot \frac{1}{T_s} \end{aligned}\right\} \quad \frac{P_s}{P_n} = a_{0C}^2 A_M^2 \cdot \frac{T_s}{N_0}$$

$$SNR!_{nach} = a_{0C}^2 A_M^2 \cdot \frac{T_s}{N_0} = a_{0C}^2 A_M^2 \cdot \frac{T_s}{N_0} \cdot \frac{T_c}{T_c}$$

$$\boxed{SNR!_{nach} = SNR!_{vor} \cdot \frac{T_s}{T_c}}$$

Spreizfaktor G_p

Empfänger (RF)

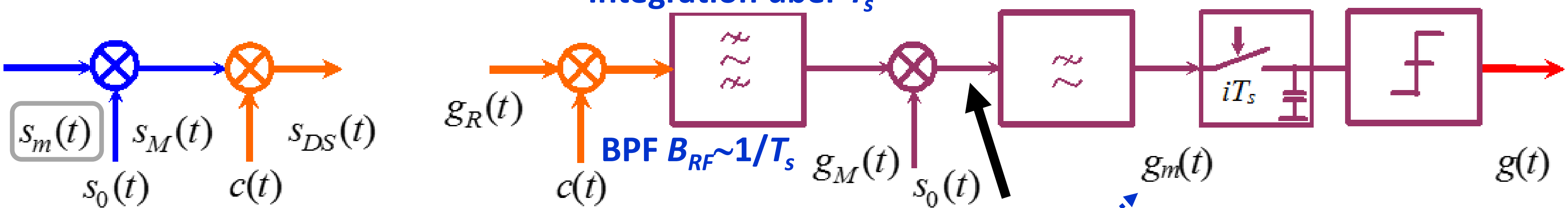


Abwärtsmischung

ν-ter Empfänger

$$a_M = a_{0C} A_M = a_{0C} k_M A_m \hat{s}_0$$

Integration über T_s



Oszillatorsignal = Trägersignal

$s_0(t) = \hat{s}_0 \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$

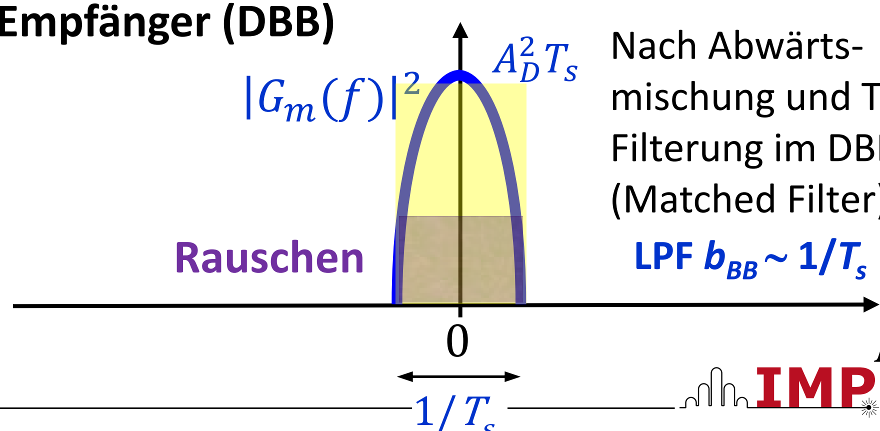
$$g_D(t) = k_D g_M(t) \cdot \hat{s}_0 \cos(2\pi f_0 (t-\tau))$$

$$= k_D a_M \hat{s}_0 \cdot \frac{1}{A_m} s_m(t - t_{0C}) \cdot \cos(2\pi f_0 (t - t_{0C})) \cos(2\pi f_0 (t-\tau))$$

$$g_D(t) = \underbrace{\frac{1}{2} k_D a_M \hat{s}_0 \cdot \frac{1}{A_m}}_{A_D} \boxed{s_m(t - t_{0C})} \cdot \{1 + \underbrace{\cos(4\pi f_0 (t - t_{0C}))}_{\text{wird durch TP herausgefiltert}}\}$$

$$|S_m(f)|^2 = A_m^2 \cdot T_s \cdot si^2(\pi f \cdot T_s)$$

Empfänger (DBB)



Nach Abwärts-mischung und TP-Filterung im DBB (Matched Filter)

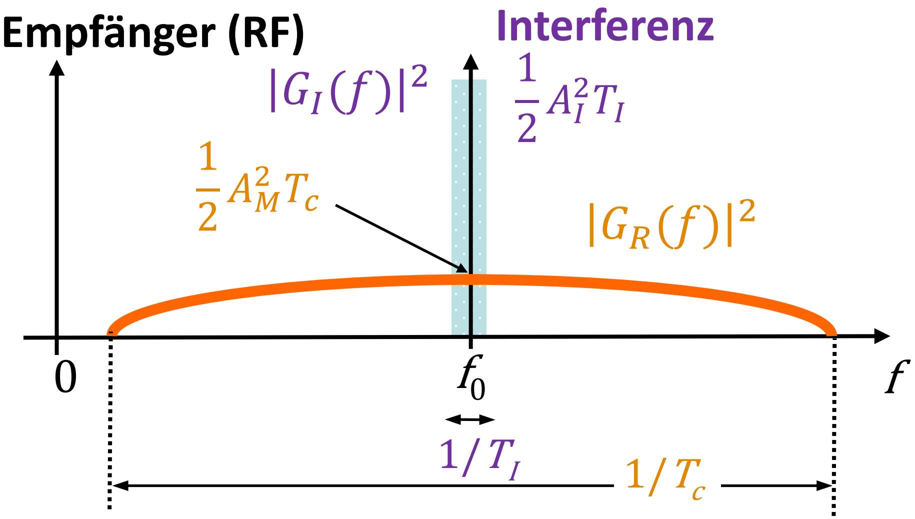
LPF $b_{BB} \sim 1/T_s$

LDS nach Demodulation & TP-Filterung:

$$|G_m(f)|^2 = A_D^2 \cdot T_s \cdot \mathrm{si}^2[\pi f T_s]$$

$$A_D = \tfrac{1}{2} k_D a_M \hat{s}_0 / A_m$$

Interferenzreduktion durch Bandspreiztechnik
LDS am Empfängereingang



Empfängereingang:

Gesendete Spreizsignal (sehr breitbandig)

+ Interferenzstörer eines anderen Senders (sehr schmalbandig)

$$g_R(t) = s_{DS}(t) + A_I \cdot \cos(2\pi f_0 t)$$

$$|G_R(f)|^2 = \frac{1}{2}A_M^2 \cdot T_c \cdot \{\mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_c] + \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_c]\}$$

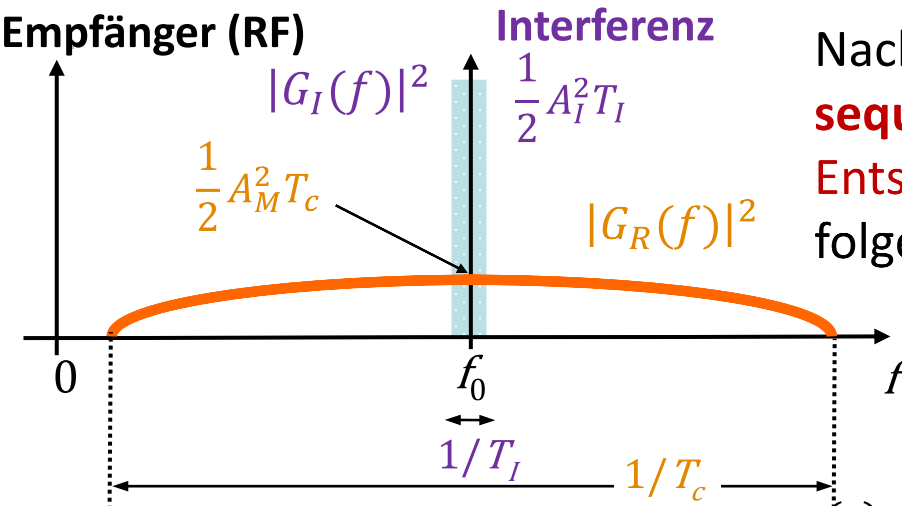
LDS in der Hochfrequenzebene am Empfängereingang:

$$+\frac{1}{2}A_I^2 \cdot T_I \cdot \{\delta(f+f_0) + \delta(f-f_0)\}$$

Interferenzreduktion durch Bandspreiztechnik

Entspreizung im Empfänger (HF-Ebene)

Empfänger (RF)

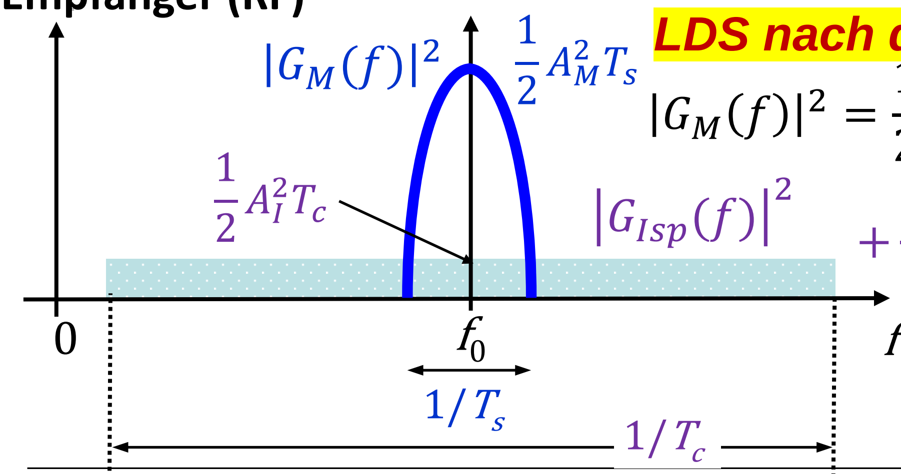


Nach der **Multiplikation mit der Spreizcode-sequenz** ergibt sich unmittelbar nach dem Entspreizungsmischer (vor dem Bandpassfilter) folgendes Signal bzw. Leistungsdichtespektrum:

$$g_M(t) = g_R(t)c(t) = s_{DS}(t) \cdot c(t)$$
$$+ A_I \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot c(t)$$

$$g_M(t) = k_M A_m \hat{s}_0 \cdot \frac{1}{A_m} s_m(t) \cdot c(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot c(t))$$
$$+ A_I \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot c(t)$$

Empfänger (RF)



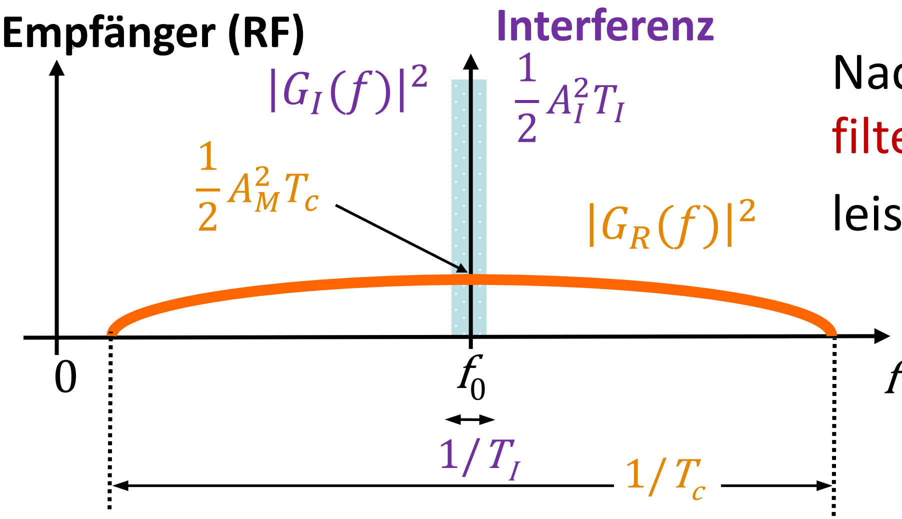
LDS nach der Entspreizung

$$|G_M(f)|^2 = \frac{1}{2}A_M^2 \cdot T_s \cdot \{\mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_s] + \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_s]\}$$
$$+\frac{1}{2}A_I^2 \cdot T_c \cdot \{\mathrm{si}^2[\pi(f+f_0)T_c] + \mathrm{si}^2[\pi(f-f_0)T_c]\}$$

Interferenzreduktion durch Bandspreiztechnik

Abwärtsmischung + TP-Filterung: HF ➔ DBB

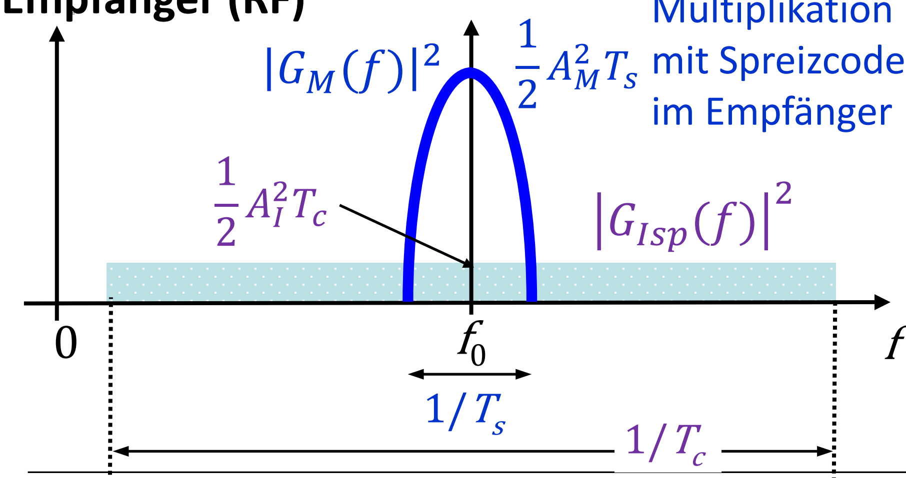
Empfänger (RF)



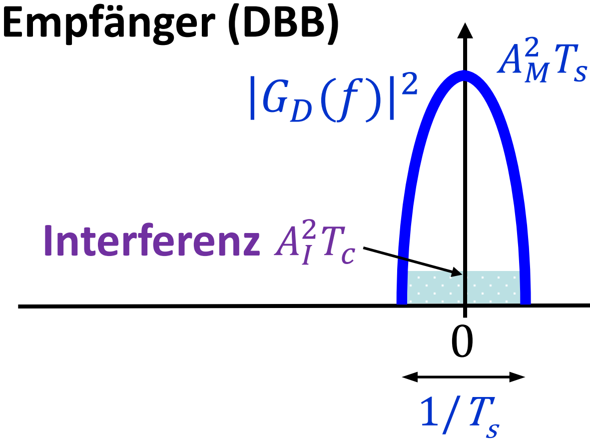
Nach Abwärtsmischung ($k_D = 1$) & Bandpass-filterung mit $B_{RF} \sim 1/T_s$ verbleibt eine Stör-leistung von $A_I^2 \frac{T_s}{T_c}$.

$$\boxed{SIR\big|_{\text{nach Entspreizung}} \approx G_p \cdot SIR\big|_{\text{vor Entspreizung}}}$$

Empfänger (RF)



Empfänger (DBB)



Nach Abwärts-mischung und Filterung im DBB (Matched Filter)

Danke für die Aufmerksamkeit

Technische Universität Darmstadt (TUD)

Mikrowellentechnik (MWT) • Microwave Engineering Lab

Institut für Mikrowellentechnik und Photonik (IMP)

Merckstrasse 25, 64283 Darmstadt, Tel.: +49 6151-16-28460, E-Mail: rolf.jakoby@tu-darmstadt.de