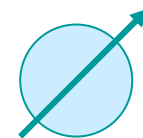
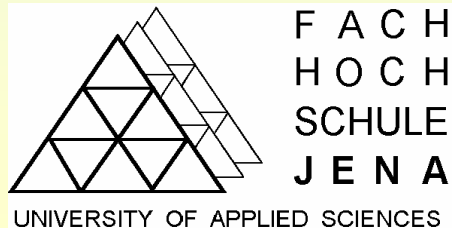


Elektrische Messtechnik (5.1)

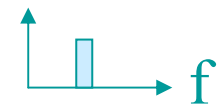
SS 2003, mod. SS 2008

Prof. Dr. sc. nat. Manfred Schmidt
Fachhochschule Jena
Fachbereich Elektrotechnik/
Informationstechnik



Dieses Material wurde ausschließlich für Lehrveranstaltungen am Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik der Fachhochschule Jena im SS 2003 konzipiert und zusammengestellt.

Die verwendeten Abbildungen sind zum Teil aus den angegebenen Literaturstellen entnommen.



Zeitbereich - Frequenzbereich

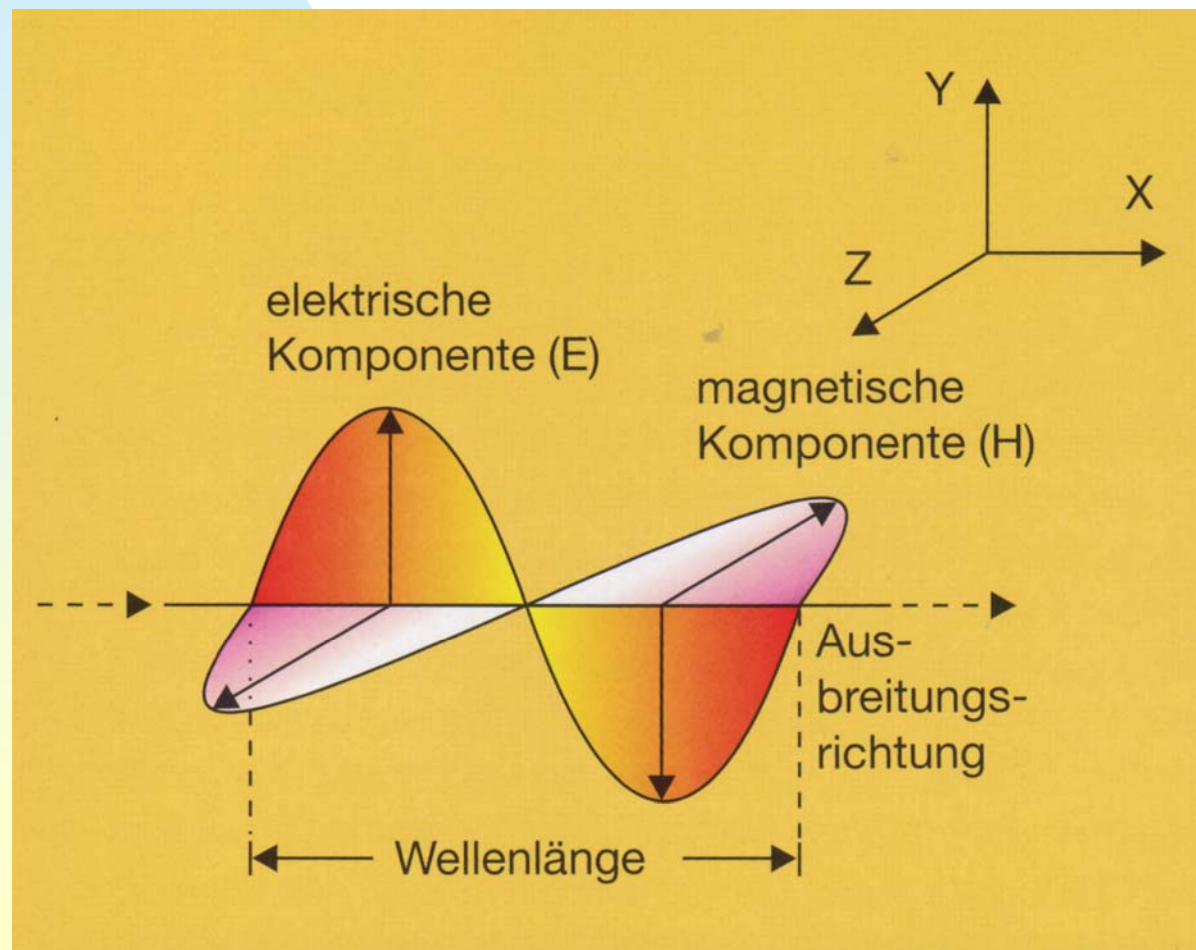
■ Zeitbereich

- ◆ Signale als Funktion der Zeit
- ◆ Signalverläufe
- ◆ Oszilloskop

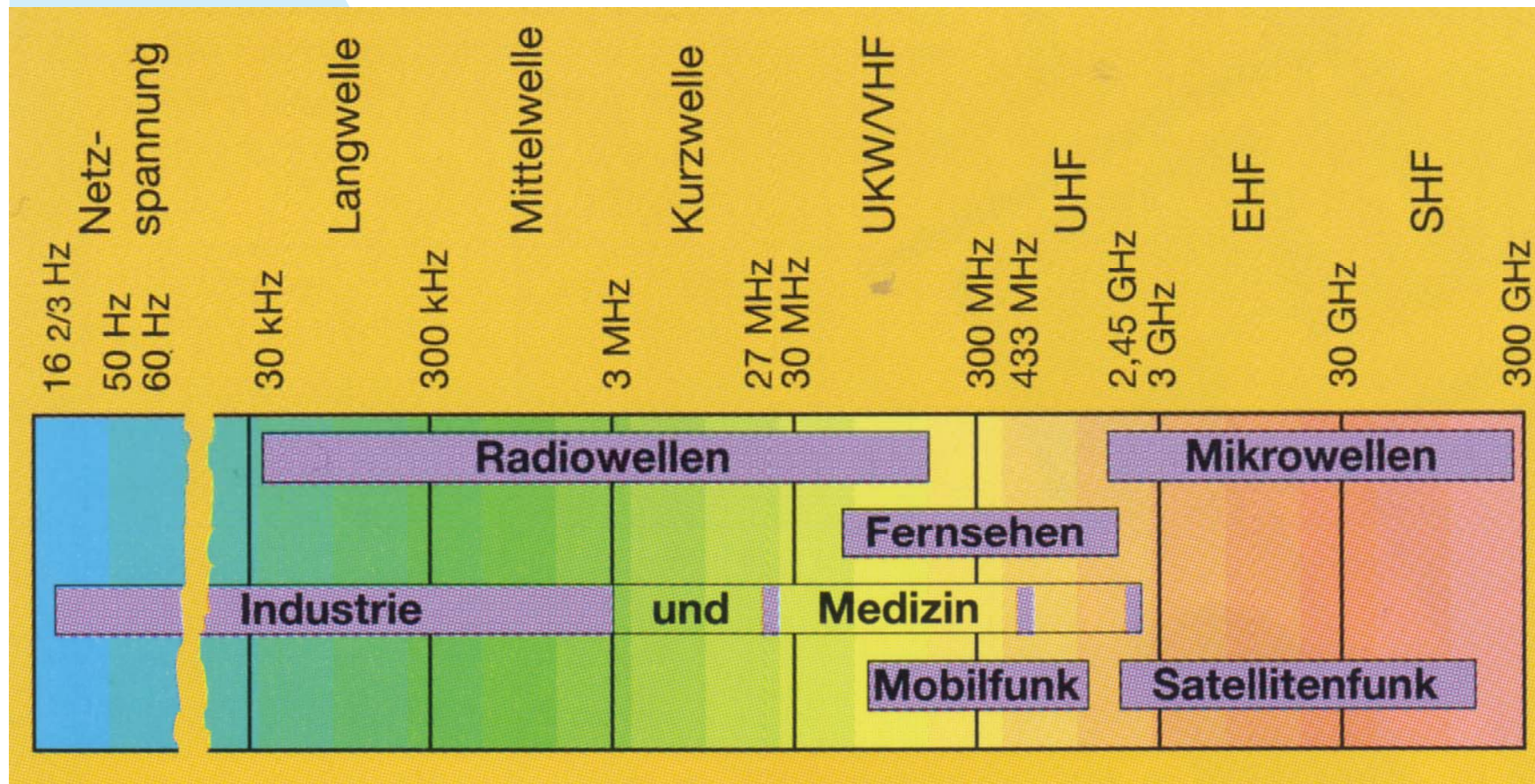
■ Frequenzbereich

- ◆ Signale als Funktion der Frequenz
- ◆ Übertragungsscharkteristik (BODE-Diagramm)
- ◆ Störpotential von Signalen
- ◆ Schutz von Personen
- ◆ Spektrumsanalysator

Hochfrequentes elektromagnetisches Feld

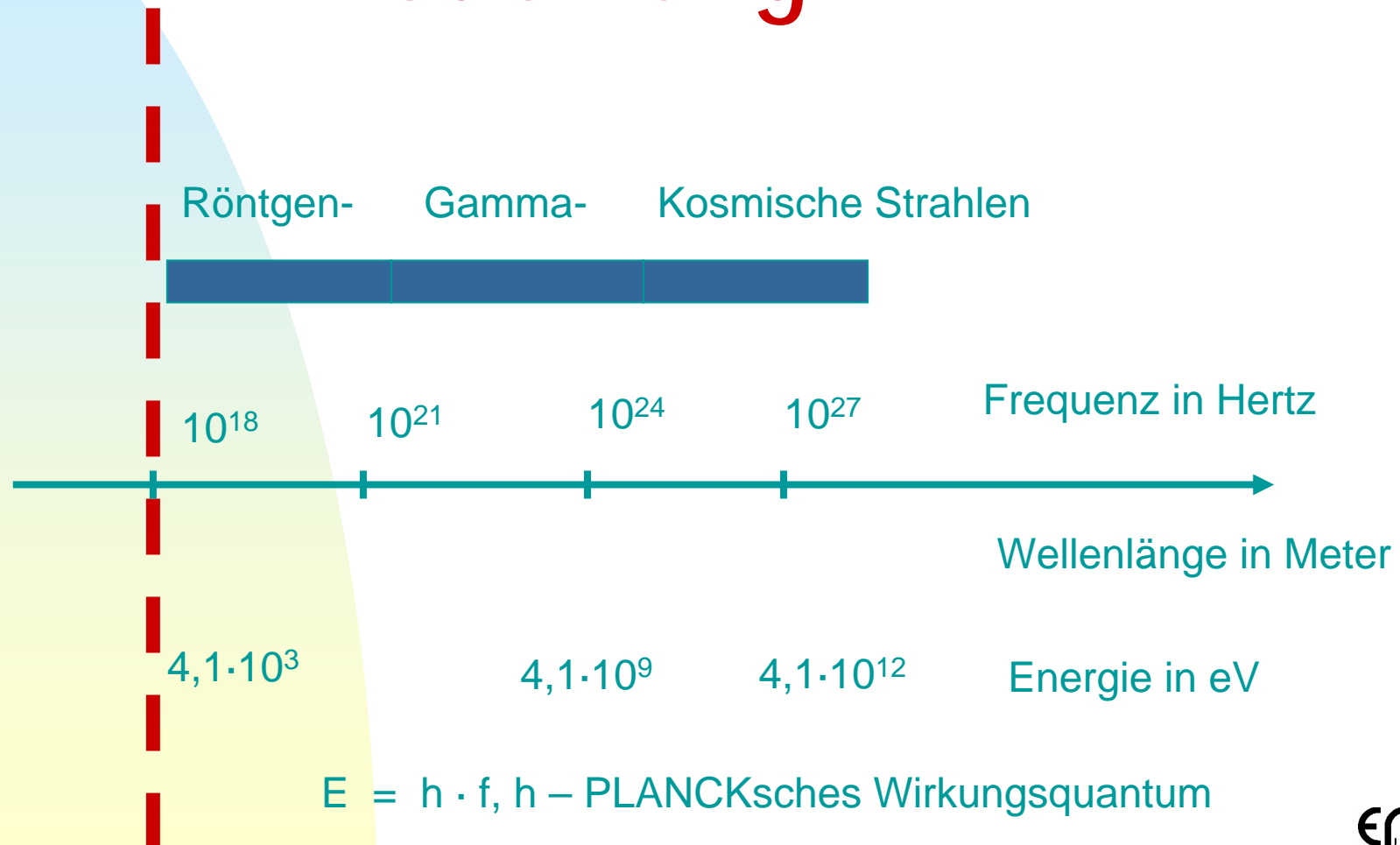


Elektromagnetisches Spektrum



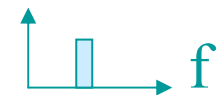
Elektromagnetisches Spektrum

Ionisierende Strahlung

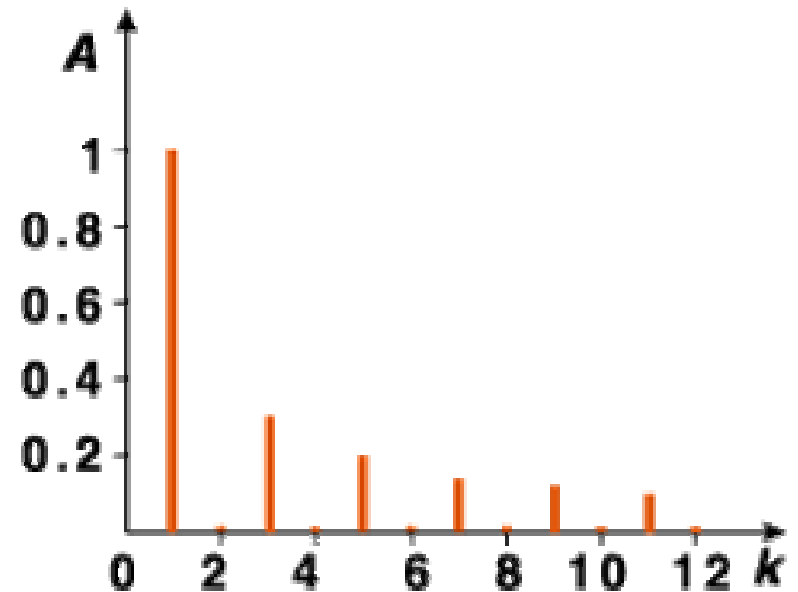
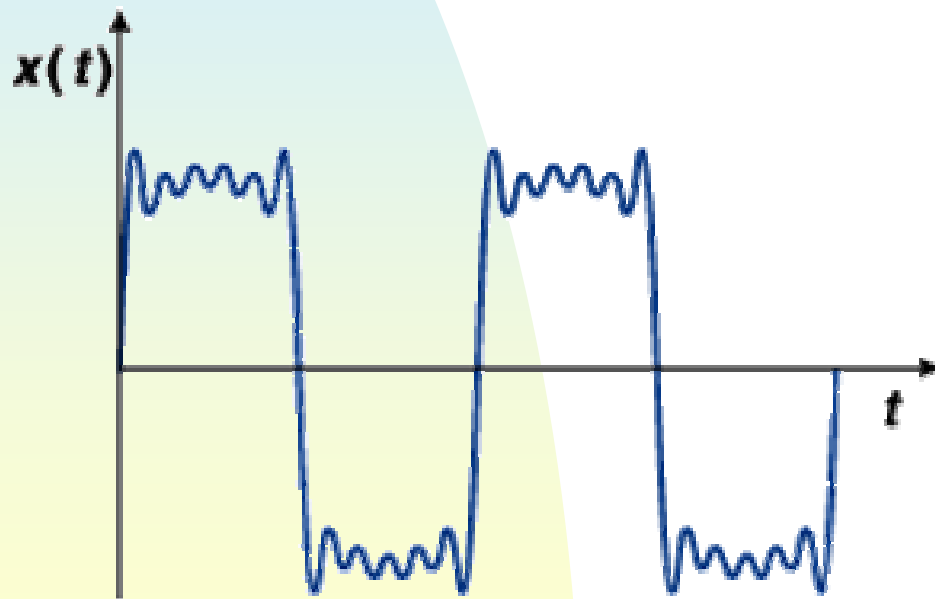


Mess-Signale im Zeit- und im Frequenzbereich

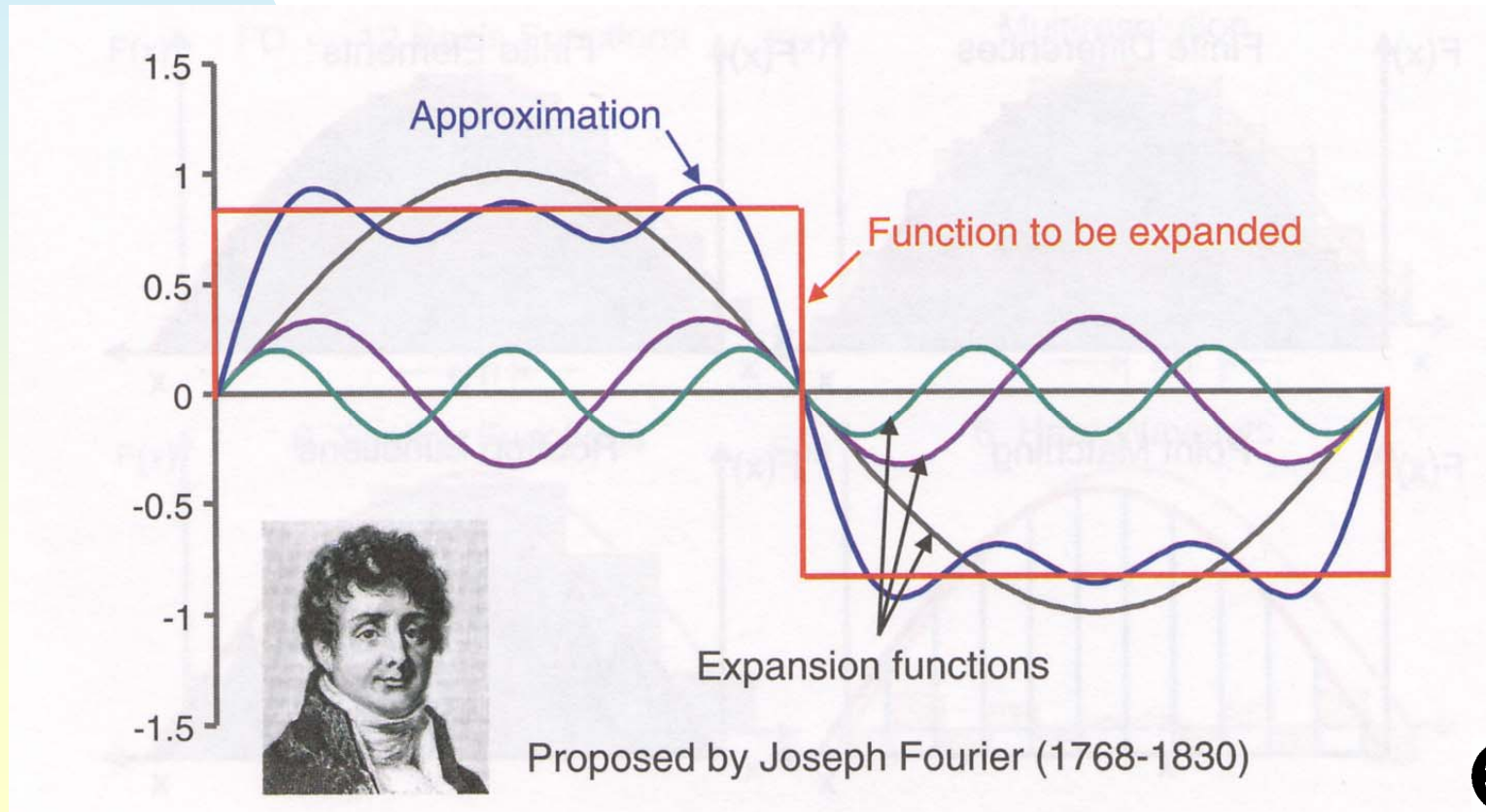
- Theoretische Grundlagen: FOURIER-Reihen bzw. -Transformation
 - ◆ FOURIER - Reihen
 - ◆ (Analoge) FOURIER - Transformation
 - ◆ Diskrete FOURIER - Transformation
 - ◆ Fast FOURIER Transform (FFT)
- Beispiel(e)



Signal (-darstellung) im Zeitbereich und im Frequenzbereich



Expansion Functions (Example)



Expansion Functions

- Sine and Cosine Expansion Functions (FOURIER)
- Power Series of type

$$f_n(x) = x - x^{n+1}$$

- BESSEL, LEGENDRE Polynomials for cylindrical or spherical problems

Energiesignale - Leistungssignale

Spannungssignal

$$|u(t)| < \infty$$

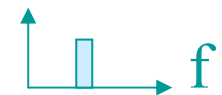
Leistung an Widerstand R , Normierung auf $R = 1\Omega$

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) = \frac{u^2(t)}{R}$$

Zusätzliche Normierung auf 1 V, Signal wird dimensionslos

Normierte (Momentan-)
Signalleistung

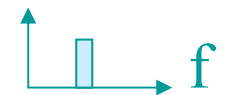
$$p(t) = x^2(t)$$



Energiesignale - Leistungssignale

Normierte Signalenergie durch Integration über die Zeit:

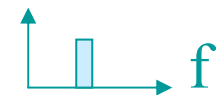
$$W = \int_{-\infty}^{\infty} p(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt$$



Energiesignale - Leistungssignale

$W \rightarrow \infty$ Unendliche Signalenergie: Leistungssignale

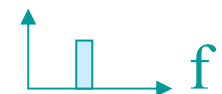
$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x^2(t) dt$$



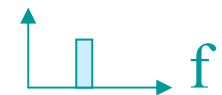
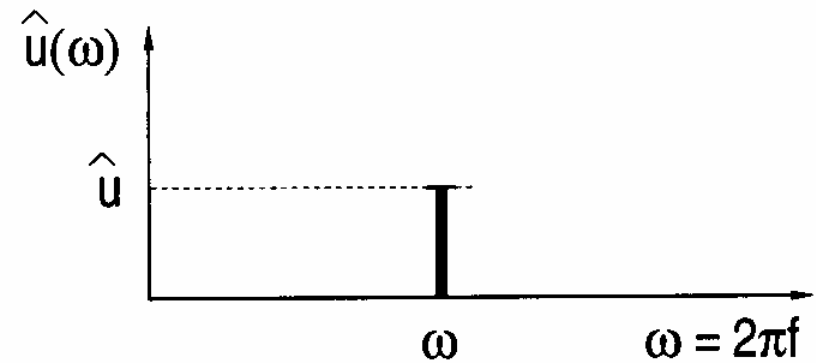
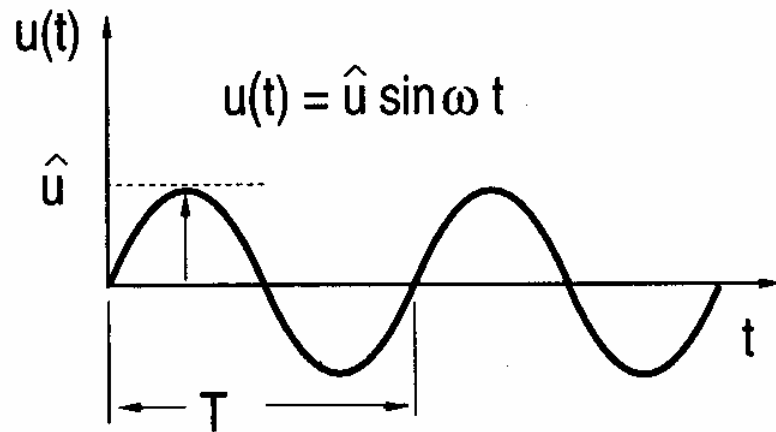
Energiesignale - Leistungssignale

$W < \infty$ Endliche Signalenergie: Energiesignale

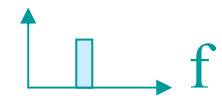
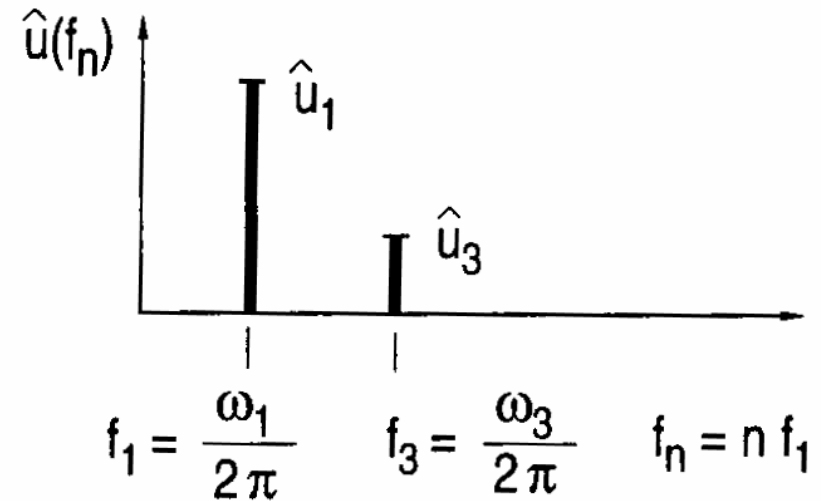
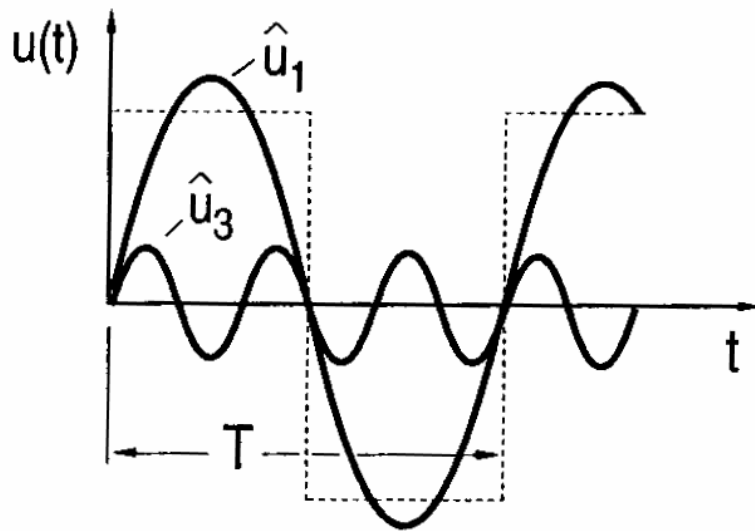
- * zeitlich begrenzt, z. B. Einzelimpuls
- * abklingende Amplitude, z. B. Ausschwingvorgang
- * pseudozeitbegrenzte oder transiente Signale
- * ab einem bestimmten T (Signaldauer) steigt die gemessene Energie nicht weiter an
- * gemittelte Energie pro Zeiteinheit, also die gemittelte Leistung fällt mit weiter wachsendem T auf Null ab
- * Alle Energiesignale sind zeitbegrenzt.



Sinusförmiges Signal im Zeit- und Frequenzbereich



Periodisches nichtsinusförmiges Signal im Zeit- und Frequenzbereich



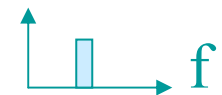
FOURIER - Reihe: Sinus-/Cosinus- Darstellung

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t))$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega_0 t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(k\omega_0 t) dt$$

$$T = \frac{1}{f_0} = \frac{2\pi}{\omega_0} = \text{Grundperiode von } x(t)$$



FOURIER - Reihe:

Betrags-/Phasen - Darstellung

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega_0 t + \varphi_k)$$

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

$$\varphi_k = -\arctan \frac{b_k}{a_k} + n\pi$$

Umrechnung:

$$a_k = A_k \cos(\varphi_k)$$

$$b_k = -A_k \sin(\varphi_k)$$



FOURIER - Reihe: Komplexe Darstellung

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{c}_k e^{jk\omega_0 t}$$
$$\underline{c}_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt$$



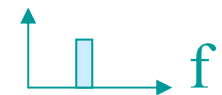
FOURIER - Reihe: Komplexe Darstellung

Für die Koeffizienten gilt:

$$\underline{c}_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot (\cos(k\omega_0 t) - \sin(k\omega_0 t)) dt$$

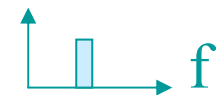
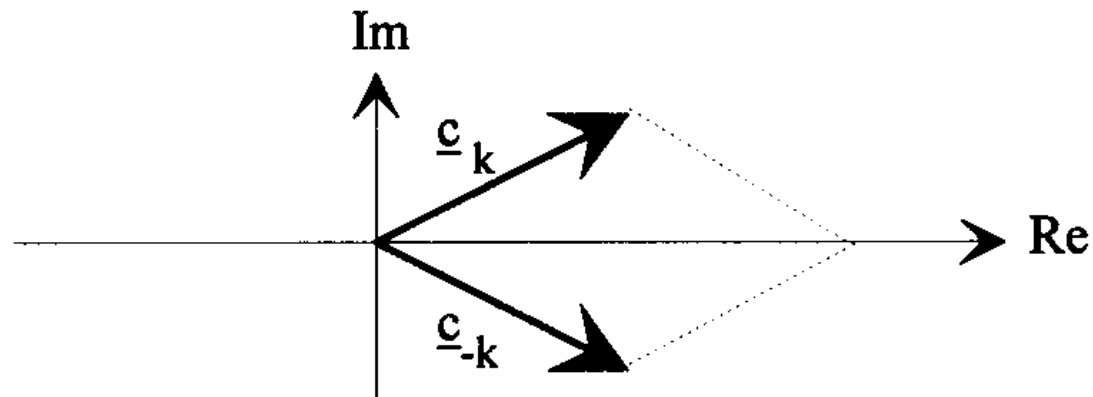
$$\underline{c}_{-k} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{jk\omega_0 t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot (\cos(k\omega_0 t) + \sin(k\omega_0 t)) dt = \underline{c}_k^*$$

Reelle Zeitsignale haben ein konjugiert komplexes Spektrum, d.h. der Amplitudengang ist gerade und der Phasengang ist ungerade.



FOURIER - Reihe: Komplexe Darstellung

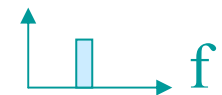
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{c}_k e^{jk\omega_0 t} = \underbrace{c_0}_{\frac{a_0}{2}} + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\underbrace{\underline{c}_k e^{jk\omega_0 t}}_{\substack{\text{Zeiger} \\ \text{linksdrehend}}} + \underbrace{\underline{c}_k^* e^{-jk\omega_0 t}}_{\substack{\text{Zeiger} \\ \text{rechtsdrehend}}} \right]$$



FOURIER - Reihe: Umrechnung

$$\begin{aligned}a_k &= \underline{c}_k + \underline{c}_{-k} = 2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{c}_k) \\ b_k &= j(\underline{c}_k - \underline{c}_{-k}) = -2 \cdot \operatorname{Im}(\underline{c}_k)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\underline{c}_k &= \frac{1}{2} (a_k - j b_k) \\ \underline{c}_{-k} &= \frac{1}{2} (a_k + j b_k)\end{aligned}$$



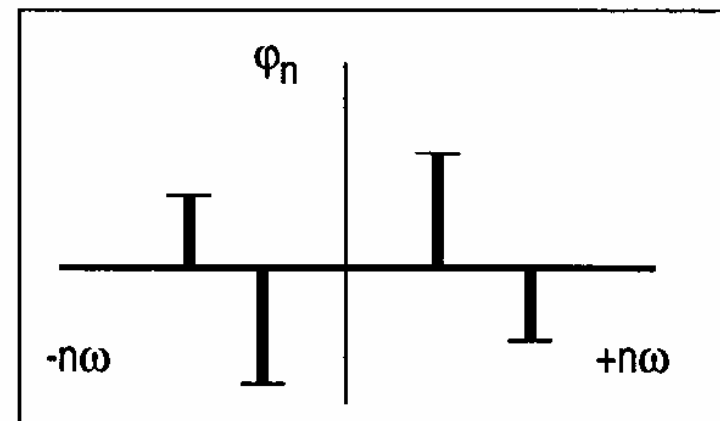
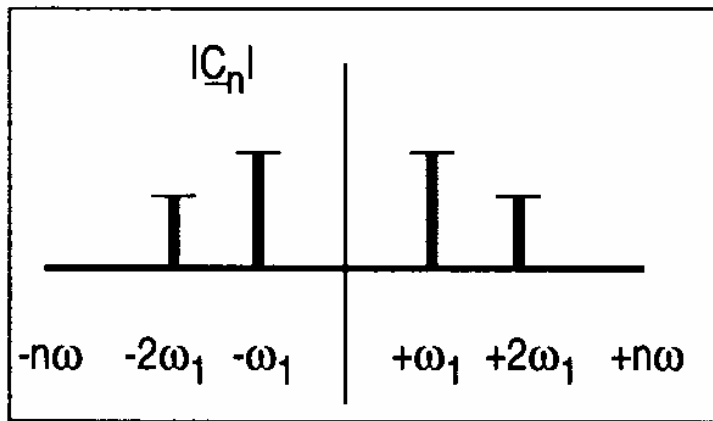
FOURIER - Reihe: Umrechnung

$$A_k = 2\sqrt{c_k \cdot c_{-k}} = 2|c_k| = 2|c_{-k}|$$
$$\varphi_k = \arg(c_k) = \arctan \frac{\operatorname{Im}(c_k)}{\operatorname{Re}(c_k)}$$

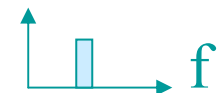
$$c_k = \frac{A_k}{2} e^{j\varphi_k}$$
$$c_{-k} = \frac{A_k}{2} e^{-j\varphi_k}$$



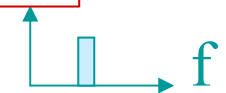
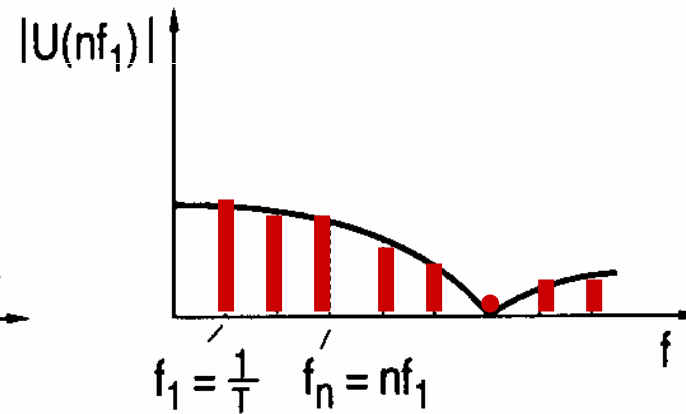
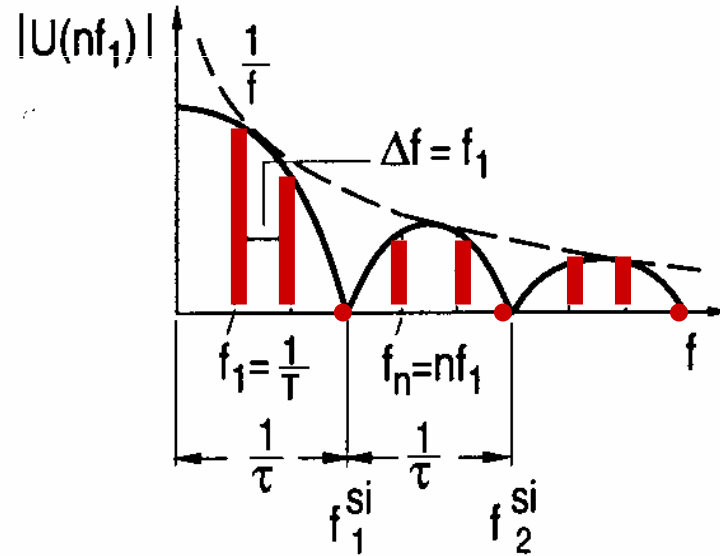
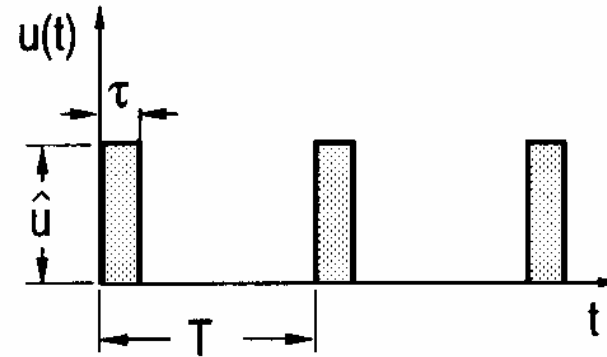
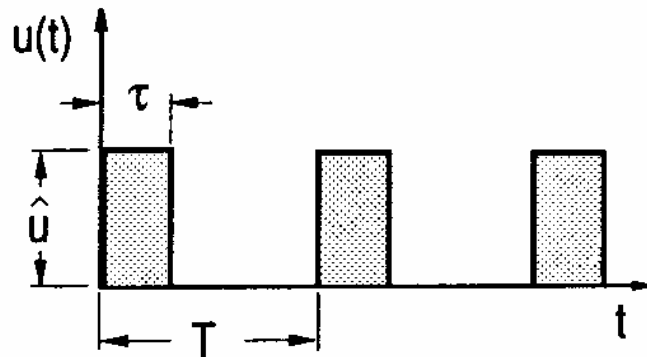
Amplituden- und Phasenspektrum der komplexen FOURIER-Reihe



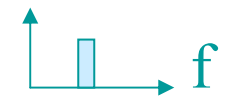
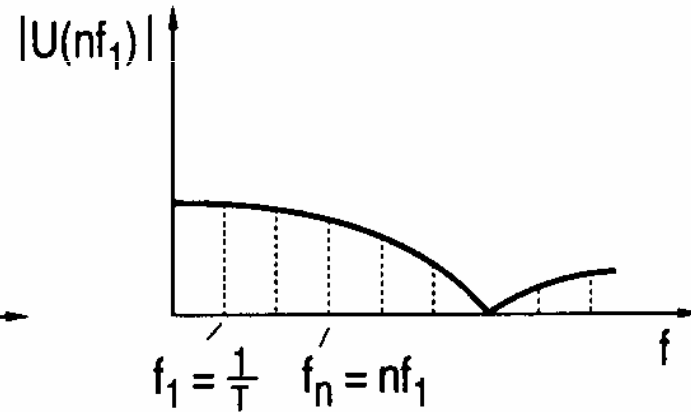
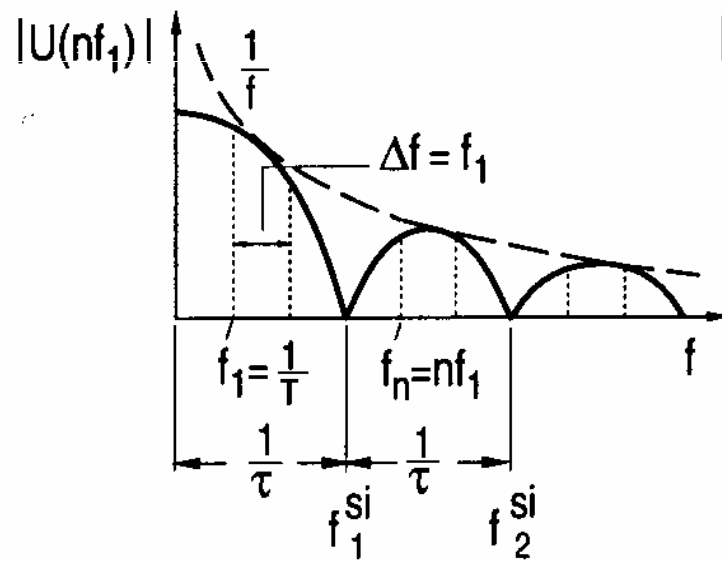
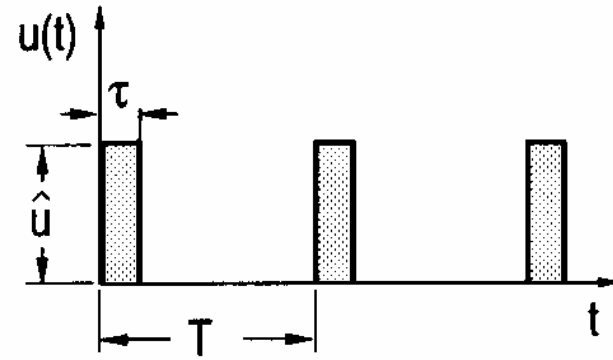
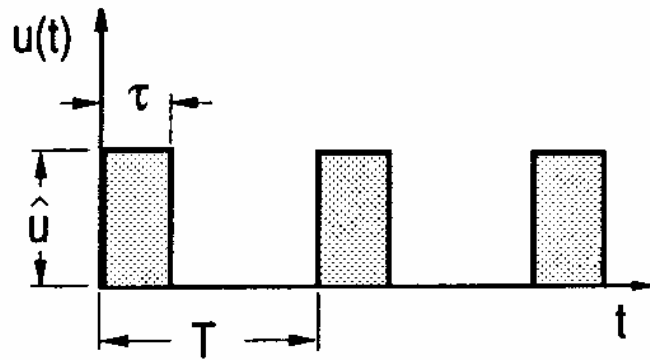
- * zweiseitiges mathematisches Spektrum mit Faktor 2 in einseitiges physikalisches Spektrum umrechenbar
- * Amplituden des einseitigen Spektrums sind messbar und stimmen mit den Koeffizienten der reellen Cosinus-Form überein



FOURIER - Reihe



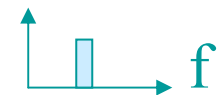
FOURIER - Reihe



FOURIER - Reihe (1): Linienpektrum periodischer Funktionen

- * kleinste auftretende Frequenz f_1 ist die Grundfrequenz
$$f_1 = 1 / T$$
- * Amplituden der Oberwellen treten in konstantem Abstand $\Delta f = f_1 = 1 / T$ auf, d. h. bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz
$$f_n = n f_1$$
- * reelle FOURIER-Darstellung einer Rechteckimpulsfolge

$$u(t) = \hat{u} \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{T} \left(\sin \frac{2n\pi\tau}{T} \cos n\omega_1 t + \left(1 - \cos \frac{2n\pi\tau}{T} \right) \sin n\omega_1 t \right) \right],$$



FOURIER - Reihe (2)

$$u(t) = \hat{u} \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\frac{2n\pi\tau}{T}} \left(\sin \frac{2n\pi\tau}{T} \cos n\omega_1 t + \left(1 - \cos \frac{2n\pi\tau}{T} \right) \sin n\omega_1 t \right) \right],$$

- * Koeffizienten (Spektralamplituden) der FOURIER-Reihe (ohne Gleichstromglied)

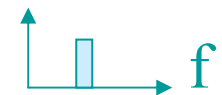
$$U_n = 2\hat{u} \frac{\tau}{T} \frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T}}{\frac{n\pi\tau}{T}}.$$

- * Einhölende der Spektralamplituden ist (sin x/x)-Funktion

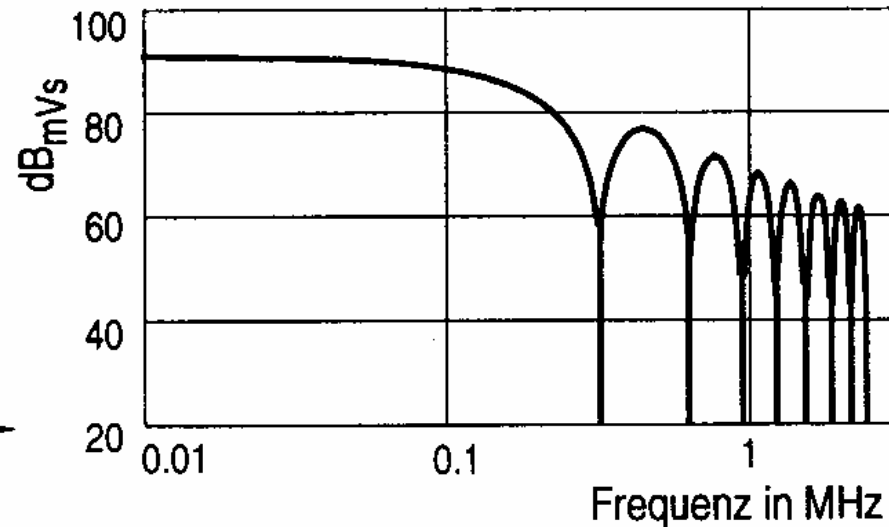
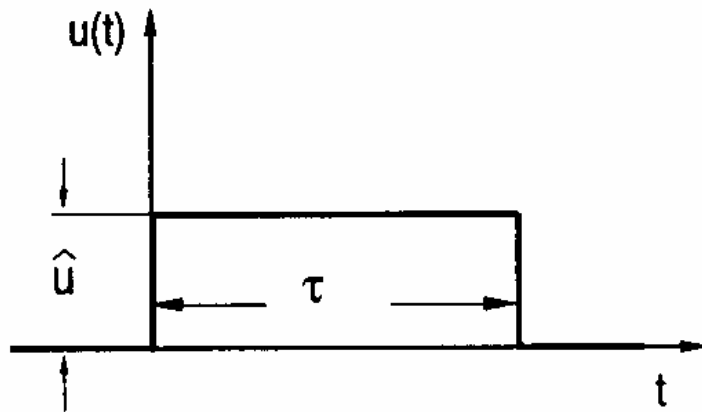


FOURIER - Reihe (3)

- * erste Nullstelle der $(\sin x/x)$ -Funktion liegt beim Kehrwert der Impulsdauer τ
- * konstanter Faktor der $(\sin x/x)$ -Funktion ist bei gleicher Periode nicht der Impulsamplitude \hat{u} , sondern der Impulsfläche $\hat{u}\tau$ proportional
im Bild: Spektralamplituden haben nur den halben Wert wegen der 50% kleineren Impulsfläche
- * Einhüllende der Amplituden der $(\sin x/x)$ -Funktion ist die Funktion $1/x$
- * analoge Betrachtungen für weitere Impulsformen

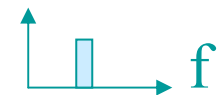


FOURIER - Integral: kontinuierliches Amplitudendichtespektrum nichtperiodischer Vorgänge



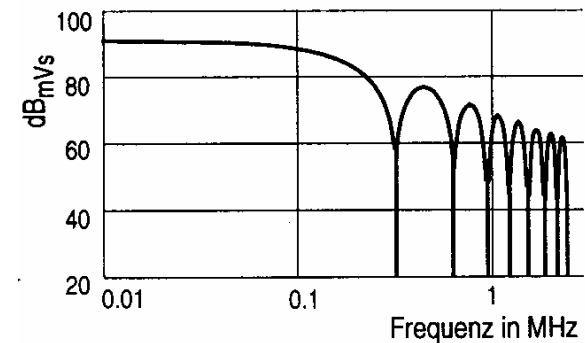
$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{u}\tau \frac{\sin \omega\tau/2}{\omega\tau/2} e^{j\omega t} d\omega$$

$$U(f) = 2\hat{u}\tau \frac{\sin \pi f\tau}{\pi f\tau}$$

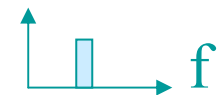


FOURIER - Integral: kontinuierliches Amplitudendichtespektrum nichtperiodischer Vorgänge

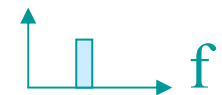
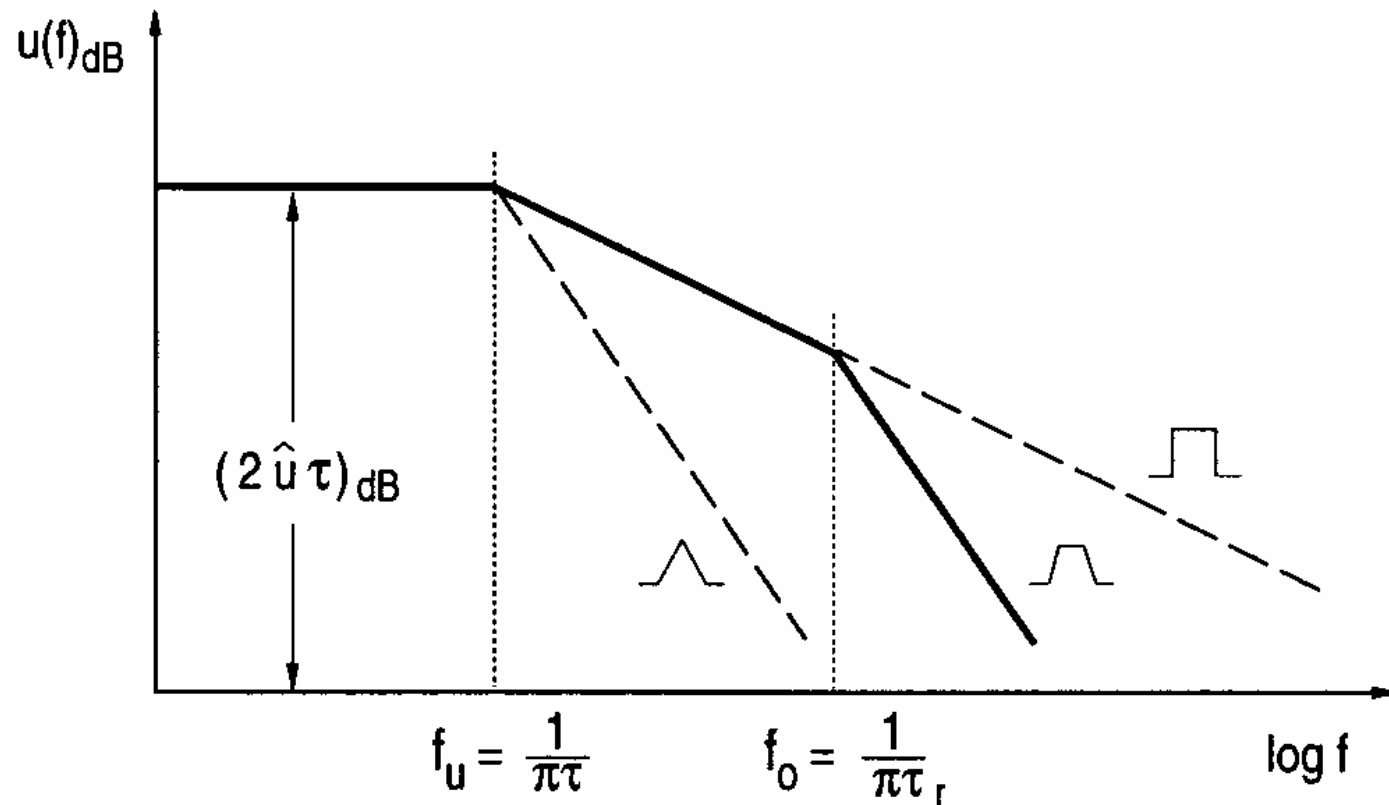
$$U(f) = \boxed{2\hat{u}\tau} \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau}$$



- * physikalische Amplitudendichte
 $2 | \underline{X} | = \text{Messwert}$
- * kontinuierliches Spektrum eines einzelnen Rechteckimpulses ist $(\sin x/x)$ -Funktion
- * Nullstellen dieser Funktion sind wiederum identisch mit dem Kehrwert der Impulsdauer
- * Frequenzachse häufig logarithmisch geteilt, dann Nullstellen nicht mehr äquidistant verteilt



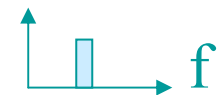
Amplitudendichtespektren (Hüllkurven) für Dreieck-, Trapez- und Rechteckimpulse



Theorem von PARSEVAL

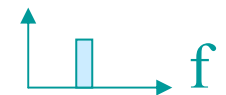
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |c_k|^2$$

Die Signalleistung im Zeitbereich ist identisch mit der Signalleistung im Frequenzbereich.

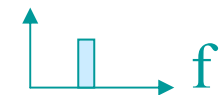
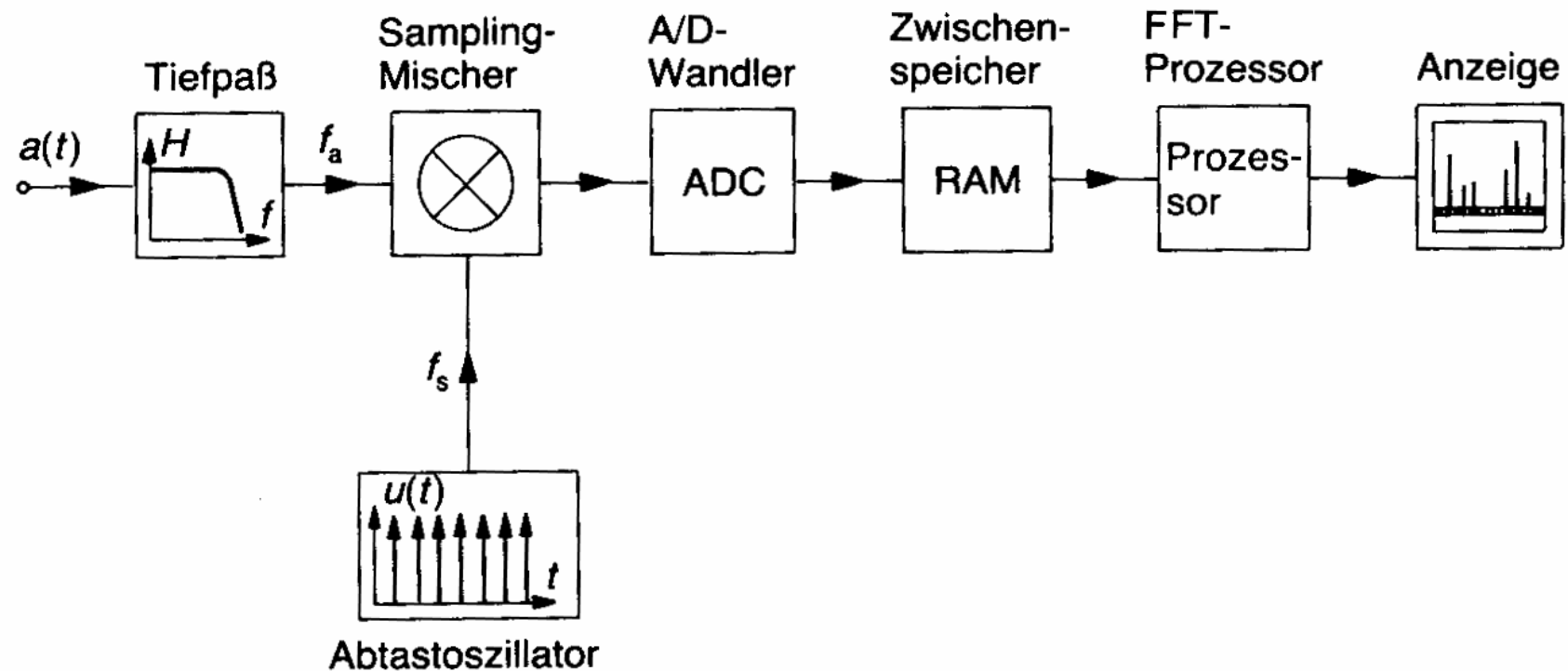


FFT - Analysatoren

- Funktionsprinzip
- Gerätetechnische Realisierung
- Messtechnische Besonderheiten
- Ergänzungen



FFT - Analysator





Abtastung

- Abtastung, Sampling: Proben aus einem Signal entnehmen
- Problem: Wie häufig müssen Proben entnommen werden?
- Abtastrate, sampling rate (in S/s, auch in Hz)
- Signal muß rekonstruierbar sein

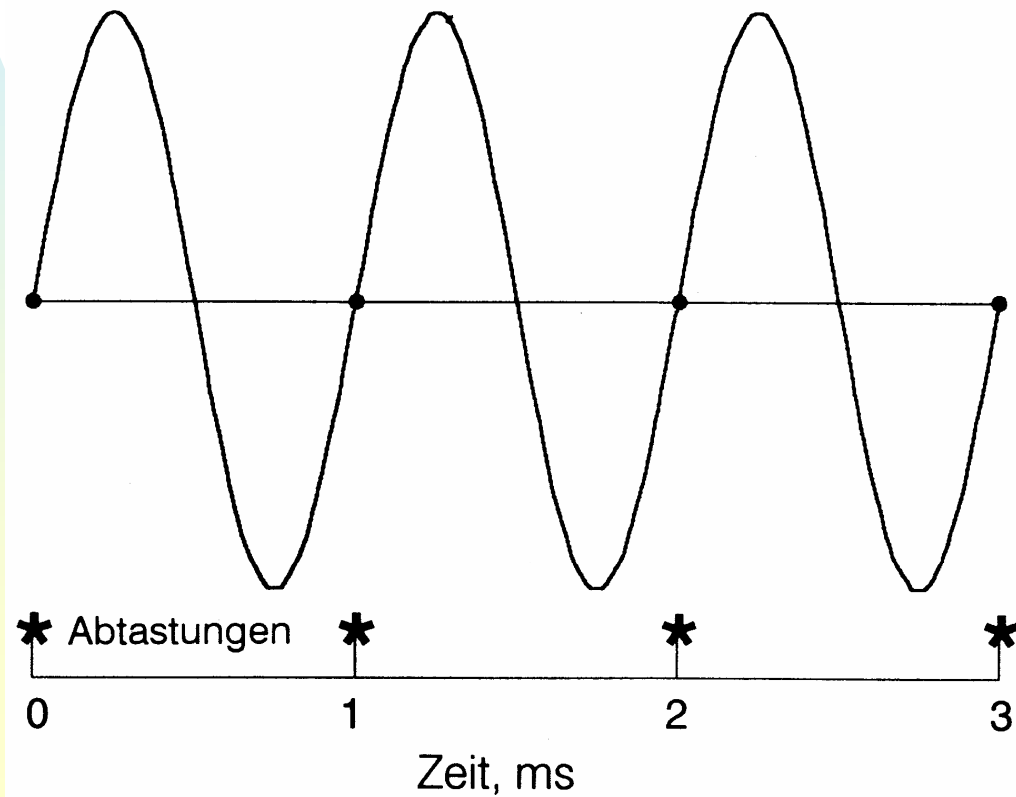
Aliasing

- alias *adv.* I sonst (... genannt); II ... angenommener Name, Deckname
- (sehr) häufige Abtastung vermeidet aliasing
- Wie häufig muß abgetastet werden?
- Sampling-Theorem
- Bandbegrenzung!
- Anti-aliasing filter

Abtastung (1)

Abtastrate: 1000/s
Frequenz: 1000 Hz

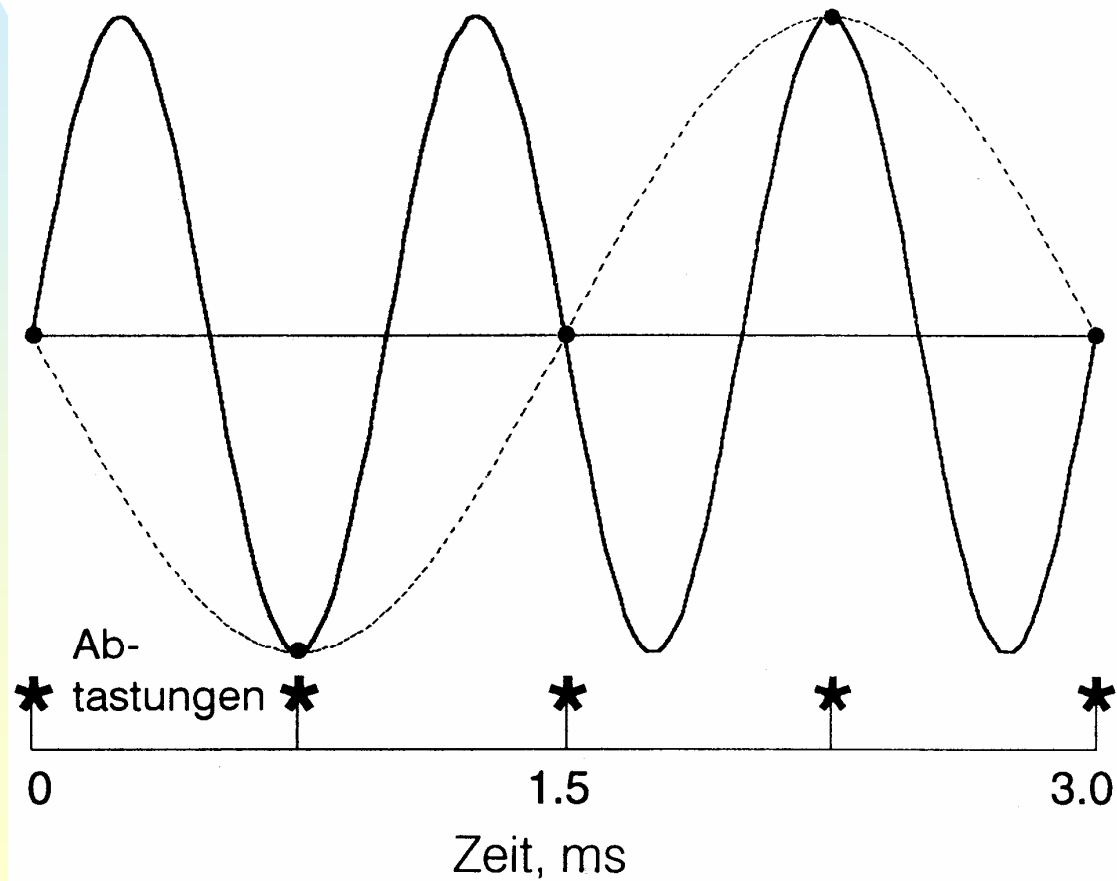
A



Abtastung (2)

Abtastrate: 1333/s
Frequenz: 1000 Hz

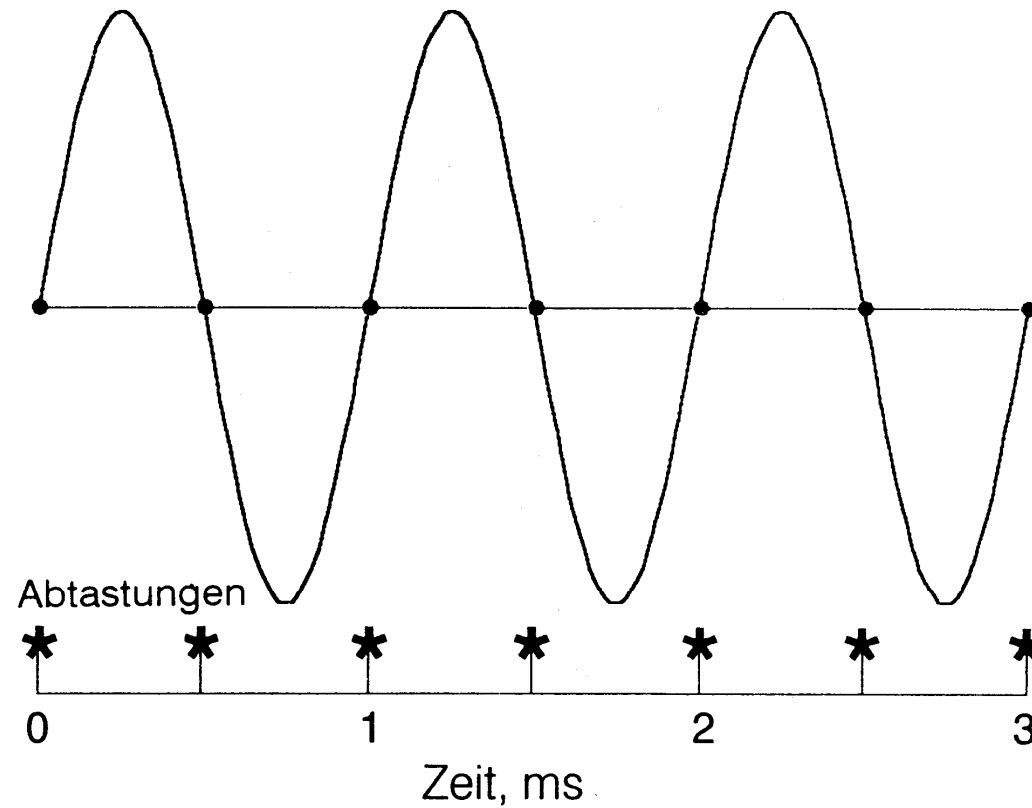
B



Abtastung (3)

Abtastrate: 2000/s
Frequenz: 1000 Hz

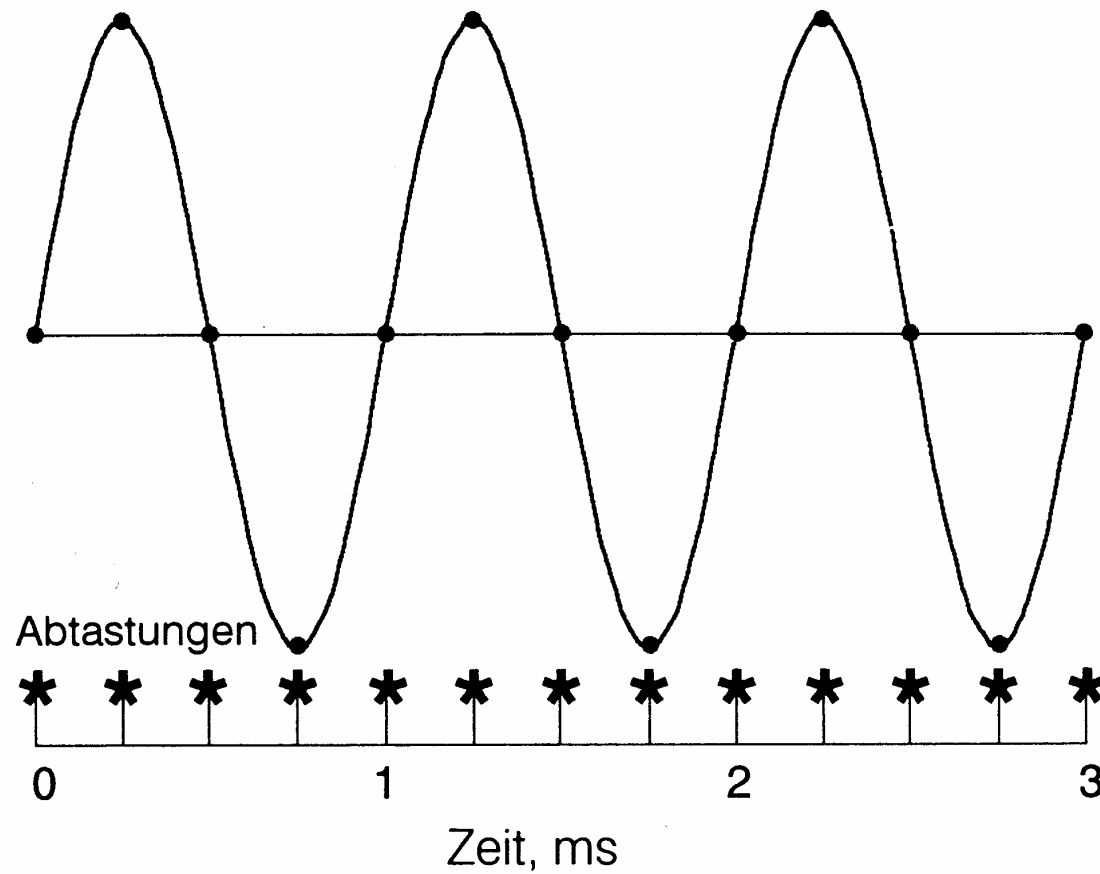
C



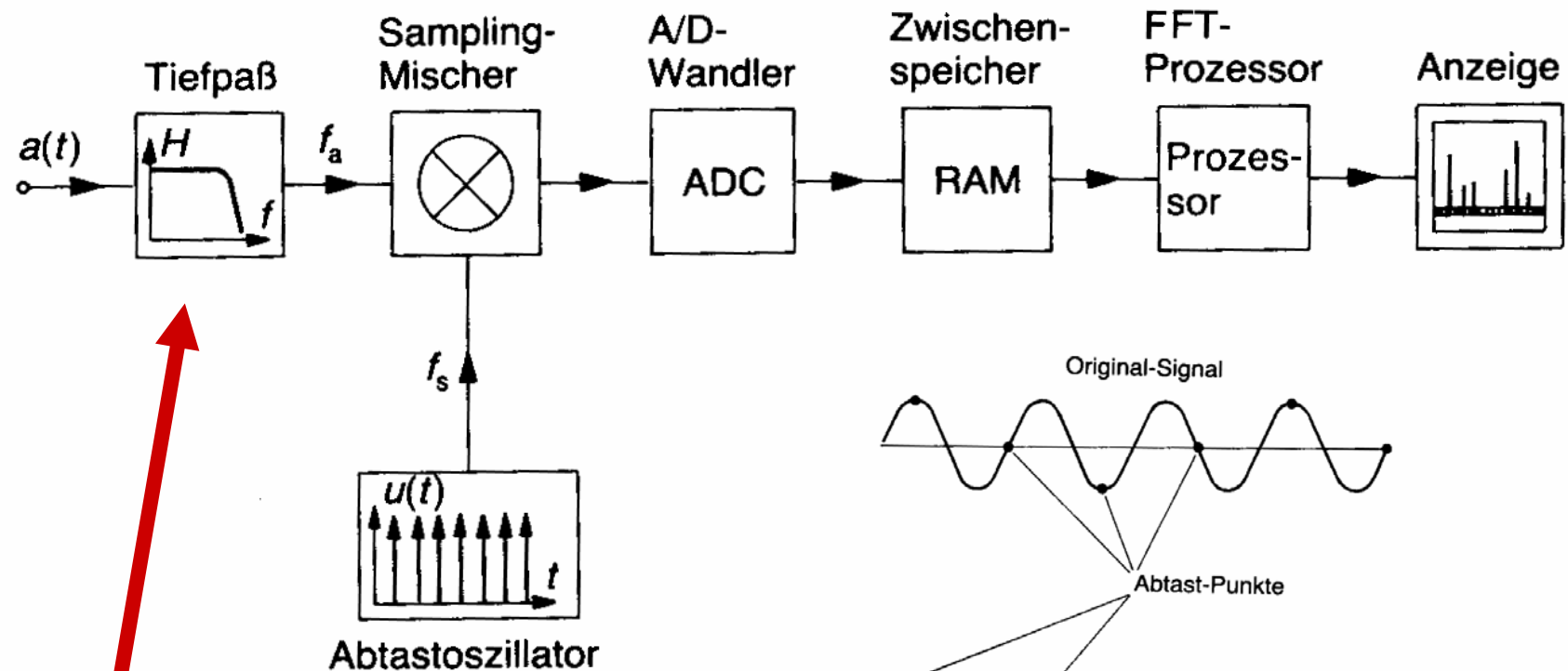
Abtastung (4)

Abtastrate: 4000/s
Frequenz: 1000 Hz

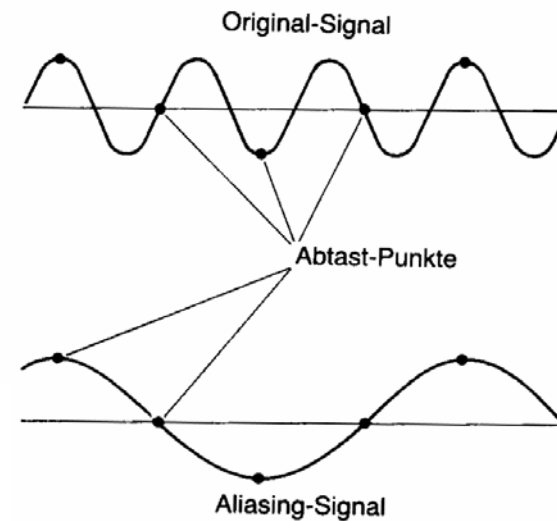
D



FFT - Analysator



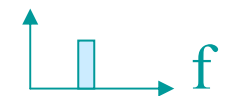
Antialiasing - Filter



DFT: Veranschaulichung durch Matrizenmultiplikation

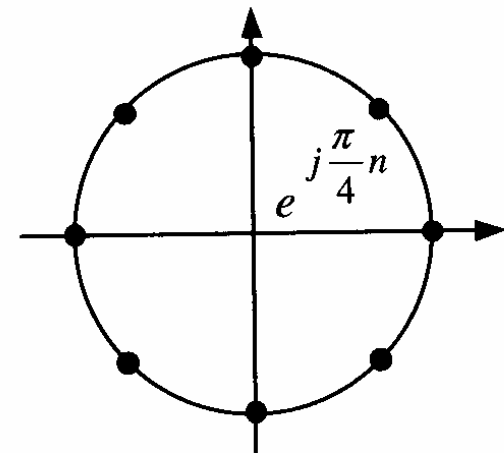
$$\bar{G}_k = \frac{1}{N} \mathbf{A} \bar{g}_n$$

$$\begin{bmatrix} G_0 \\ G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \\ G_5 \\ G_6 \\ G_7 \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ \uparrow & \nearrow & \rightarrow & \searrow & \downarrow & \swarrow & \leftarrow & \nwarrow \\ \uparrow & \rightarrow & \downarrow & \leftarrow & \uparrow & \downarrow & \rightarrow & \leftarrow \\ \uparrow & \searrow & \leftarrow & \nearrow & \downarrow & \swarrow & \uparrow & \nwarrow \\ \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow \\ \uparrow & \swarrow & \rightarrow & \nwarrow & \uparrow & \swarrow & \rightarrow & \nwarrow \\ \uparrow & \nwarrow & \leftarrow & \swarrow & \downarrow & \nwarrow & \leftarrow & \swarrow \\ \uparrow & \nearrow & \downarrow & \swarrow & \uparrow & \nearrow & \downarrow & \swarrow \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \\ g_7 \end{bmatrix}$$

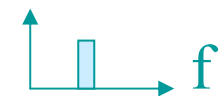


DFT: Veranschaulichung durch Matrizenmultiplikation

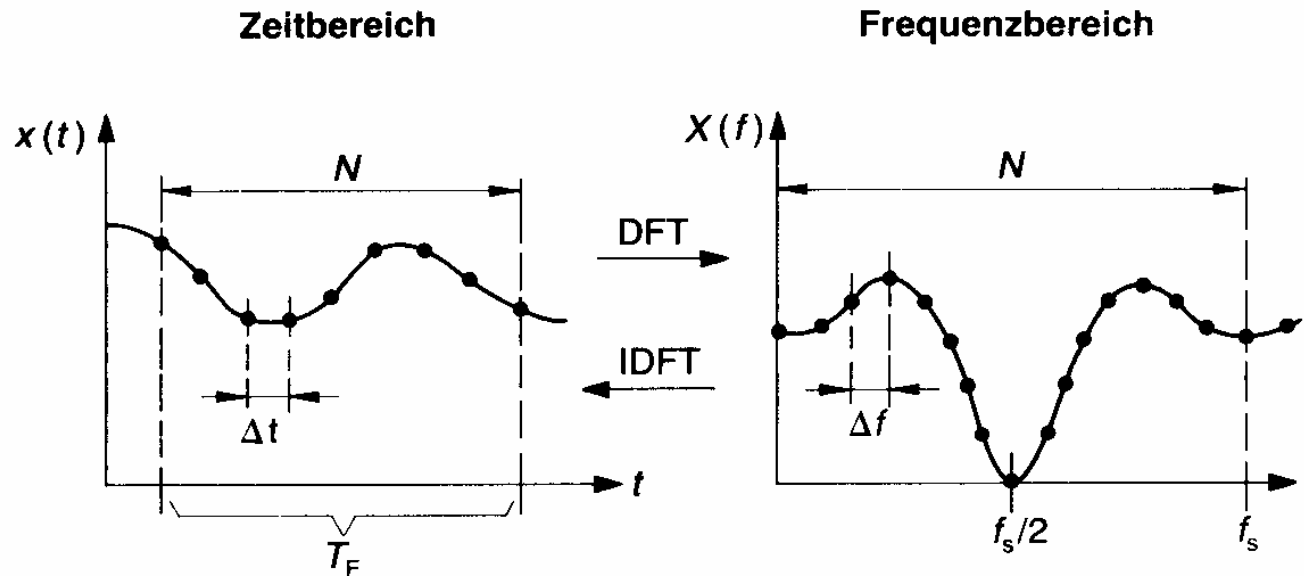
$$\bar{G}_k = \frac{1}{N} \mathbf{A} \bar{g}_n$$



$$\begin{bmatrix} G_0 \\ G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \\ G_5 \\ G_6 \\ G_7 \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ \uparrow & \nearrow & \rightarrow & \searrow & \downarrow & \swarrow & \leftarrow & \nwarrow \\ \uparrow & \rightarrow & \downarrow & \leftarrow & \uparrow & \rightarrow & \downarrow & \nwarrow \\ \uparrow & \searrow & \leftarrow & \nearrow & \downarrow & \swarrow & \uparrow & \swarrow \\ \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow & \uparrow & \downarrow \\ \uparrow & \swarrow & \rightarrow & \nwarrow & \uparrow & \swarrow & \downarrow & \nwarrow \\ \uparrow & \nwarrow & \leftarrow & \nearrow & \downarrow & \nwarrow & \rightarrow & \nearrow \\ \uparrow & \nearrow & \leftarrow & \searrow & \downarrow & \swarrow & \rightarrow & \nwarrow \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \\ g_6 \\ g_7 \end{bmatrix}$$



FFT - Analysator, Auflösung



mit: Δt = Abtastintervall

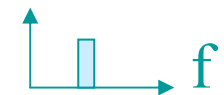
N = Abtastwerte ($N = \frac{T_F}{\Delta t}$)

T_F = Betrachtungszeitraum

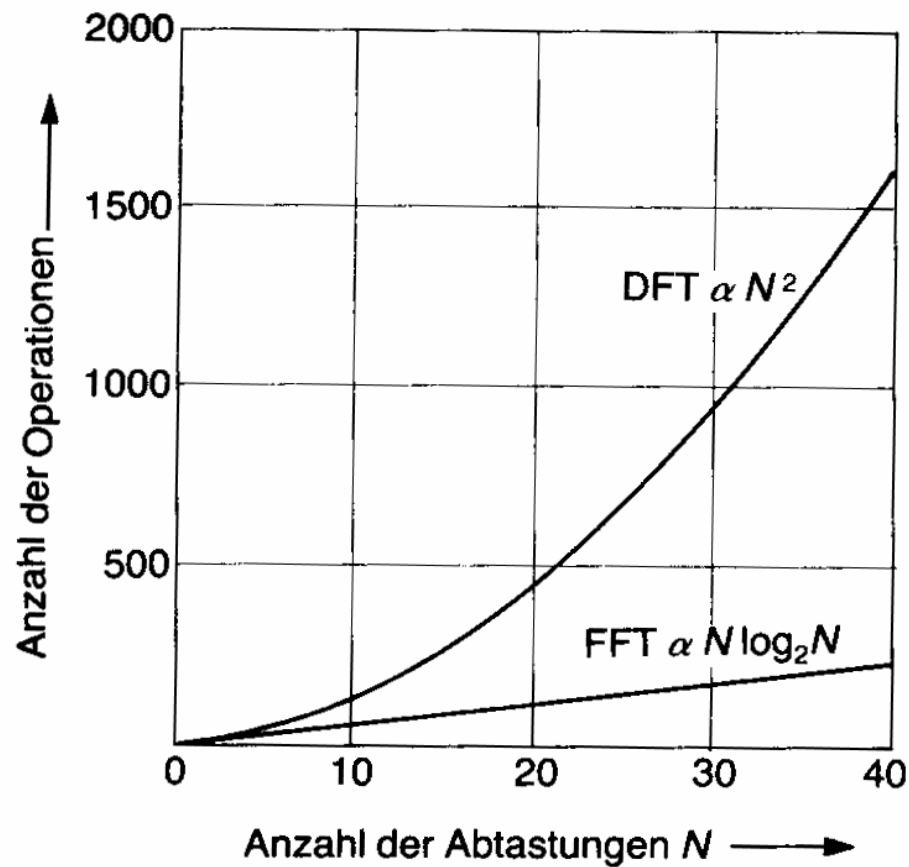
f_s = Abtastfrequenz ($f_s = \frac{1}{\Delta t}$)

Δf = Abstand der DFT Komponenten

$$\Delta f = \frac{1}{N \Delta t}$$

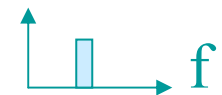


FFT - Analysator

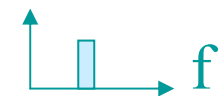
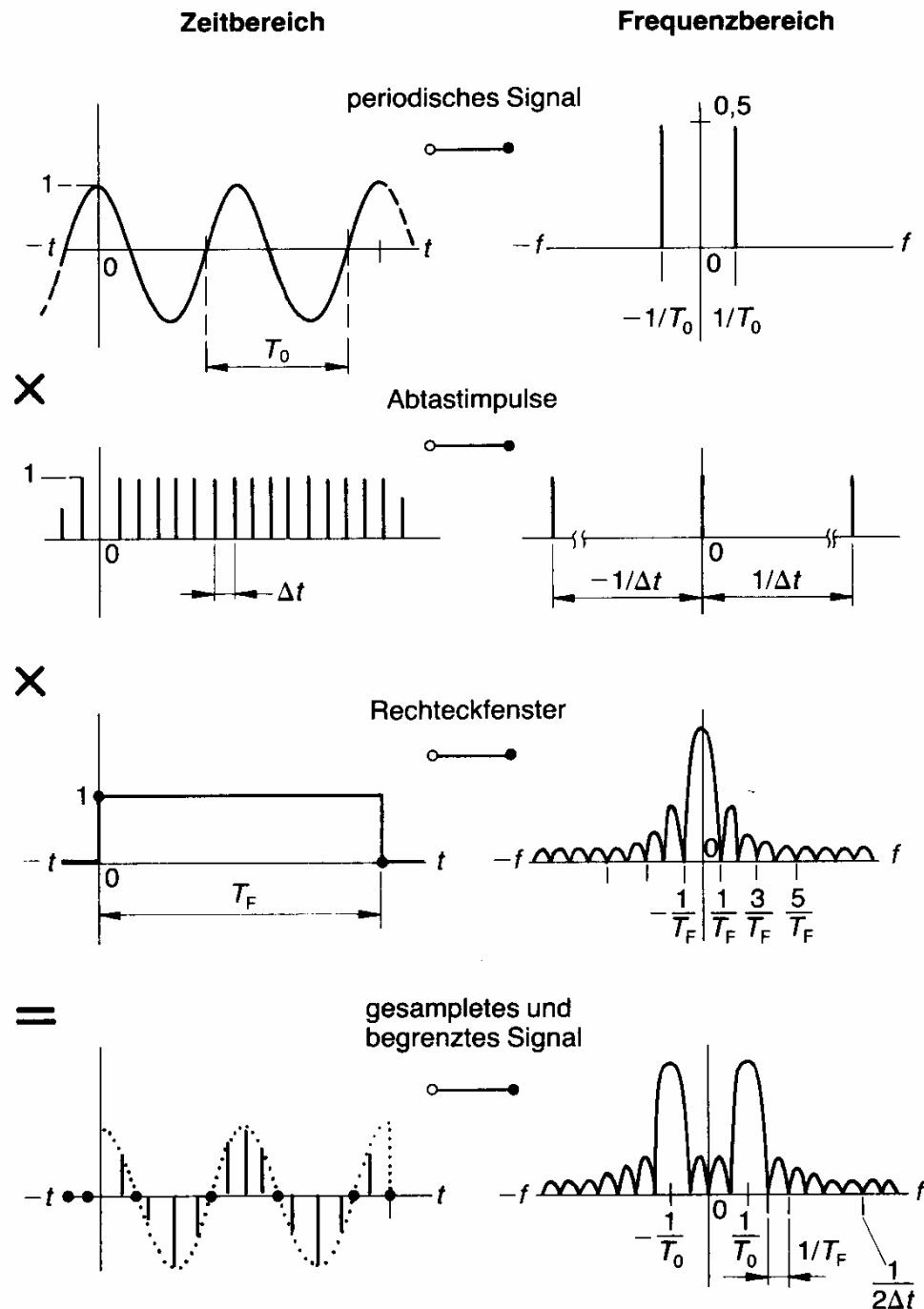


FFT – Algorithmus
(Fast Fourier Transform)

COOLEY, TUKEY
1965



FFT - Analysator

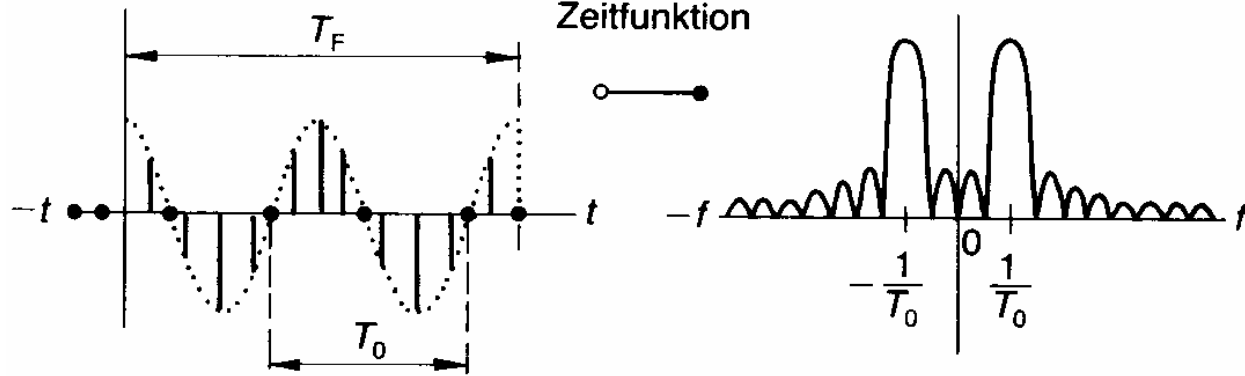


Zeitbereich

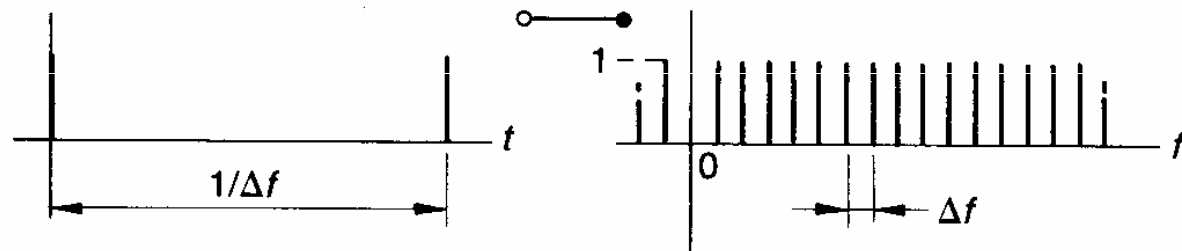
Frequenzbereich

FFT - Analysator

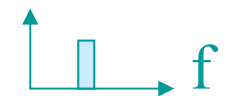
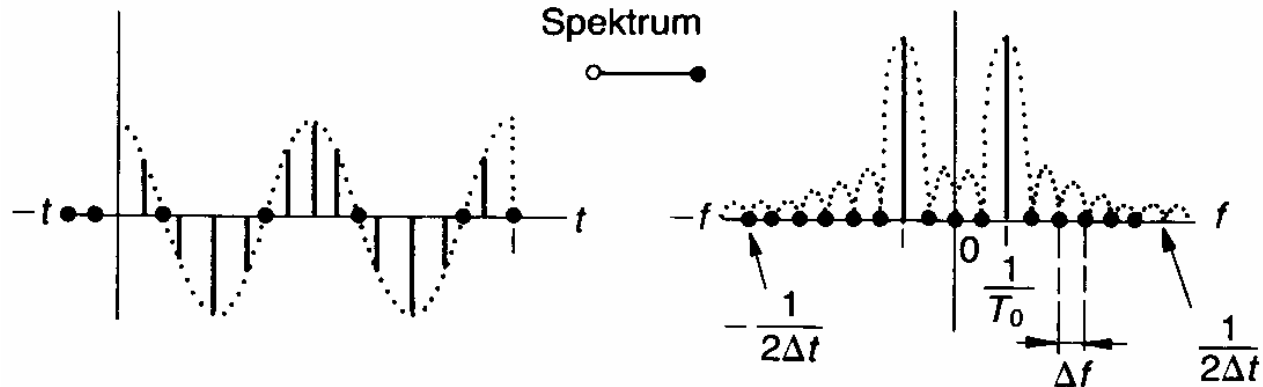
begrenzte,
abgetastete
Zeitfunktion



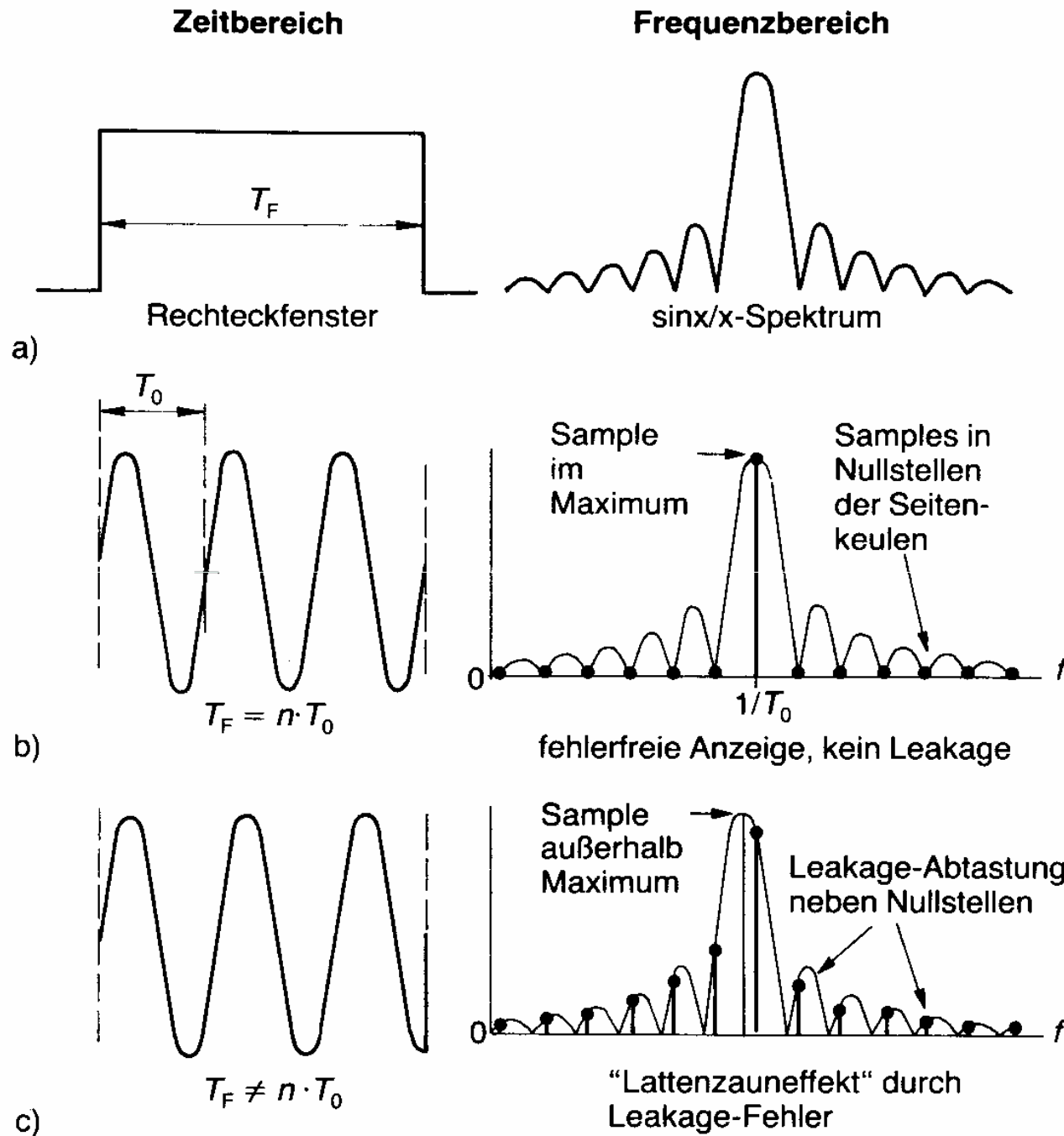
Sampling im
Frequenzbereich



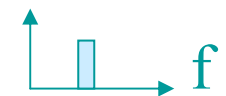
Diskretisiertes
Spektrum



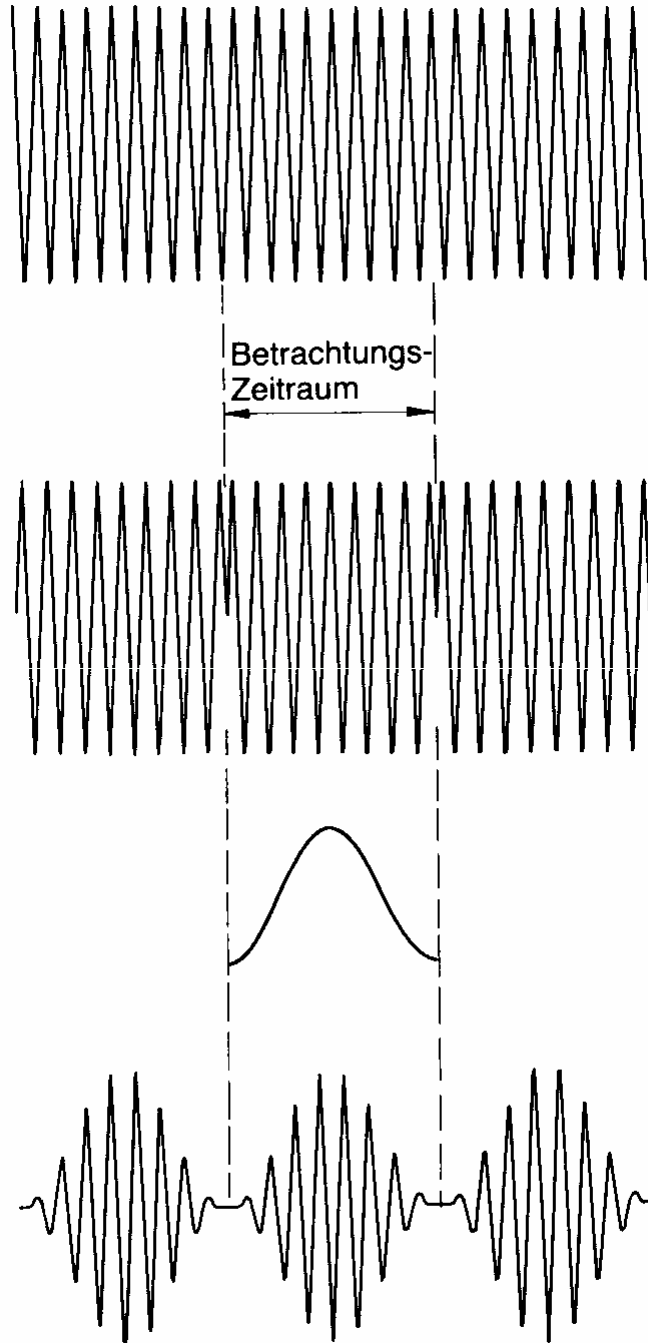
Leakage-Fehler



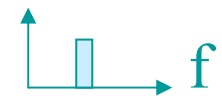
Picket fence effect




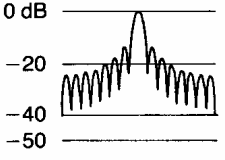

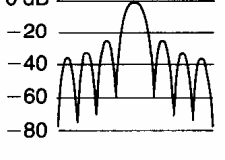

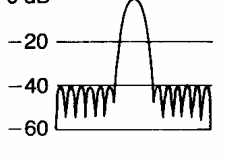

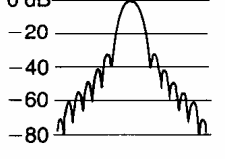

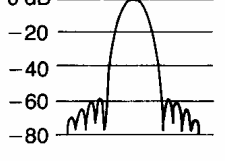
Bewertung im Zeitbereich



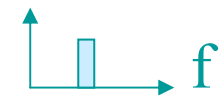
Cos^2 - Funktion



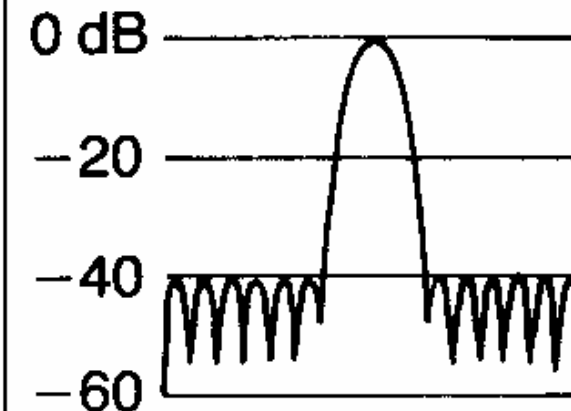
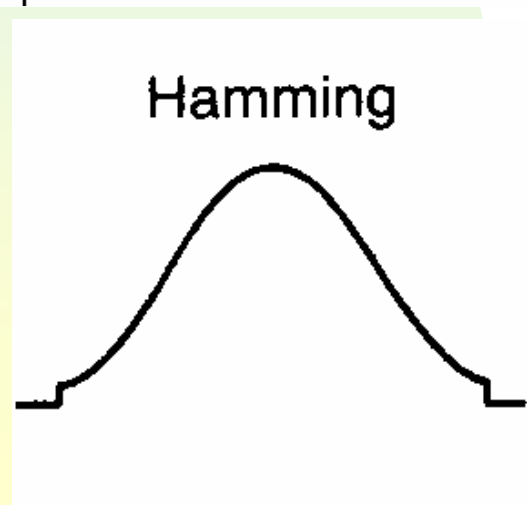
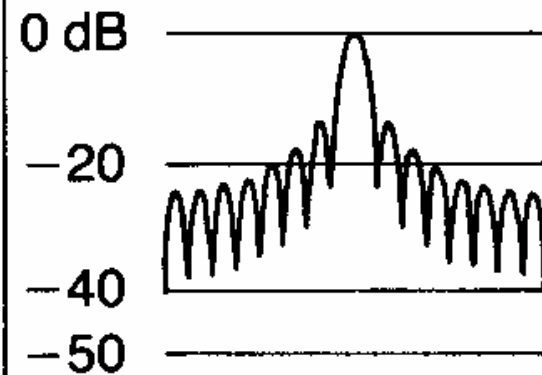
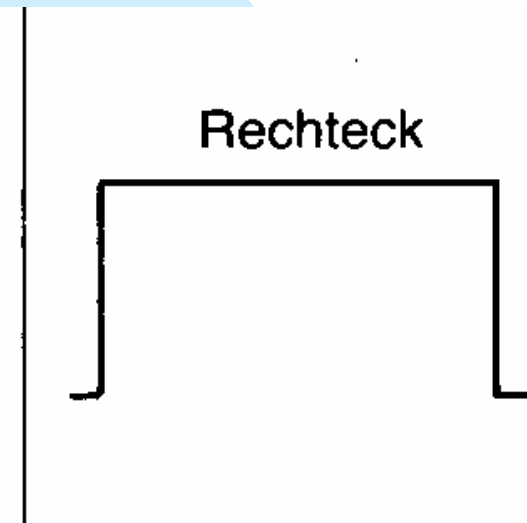
Fenster-Funktionen

Fenster-funktion	Spektral-funktion	3 - dB-Band-breite ¹	höchster Nebenzipfel in dB
<p>Rechteck</p> 		0,89	-13 dB
<p>Dreieck</p> 		1,28	-27 dB
<p>Hamming</p> 		1,30	-43 dB
<p>Hanning</p> 		1,44	-32 dB
<p>Blackmann</p> 		1,68	-58 dB

¹ bezogen auf relative FFT-Auflösung Δf

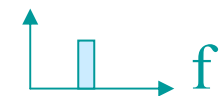


Fenster-Funktionen

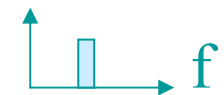
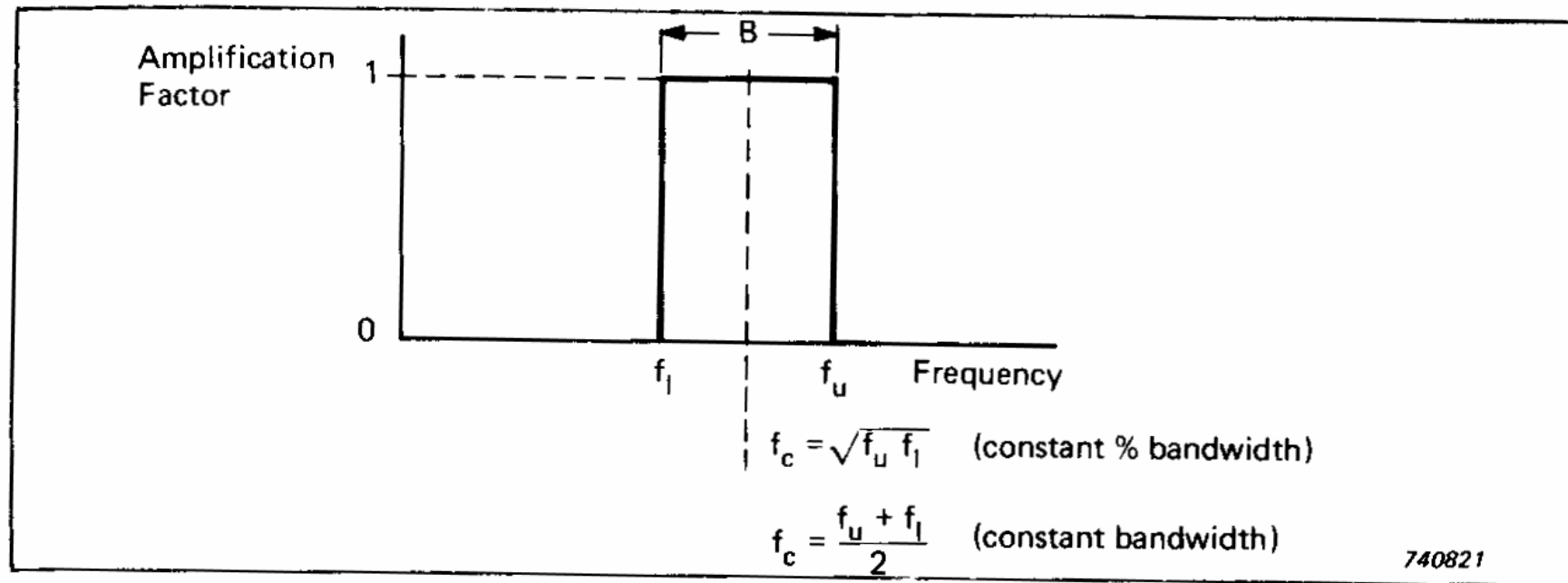


Breite

Unterdrückung
der Nebenmaxima



Bemerkungen zur Bandbreite



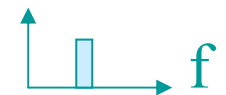


Octav Filter

If f_l = lower limiting frequency
 f_u = upper limiting frequency
 f_o = nominal centre frequency

Then $f_u = 2f_l$

and f_o = the geometric mean = $\sqrt{f_u \cdot f_l} = \sqrt{2f_l^2} = \sqrt{2} f_l$



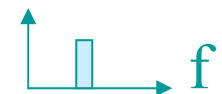
Octav Filter

The absolute bandwidth = $f_u - f_l = f_l$

and the relative bandwidth = $\frac{f_u - f_l}{f_o}$

$$= \frac{f_l}{f_o} = \frac{f_l}{\sqrt{2}f_l} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 70,7\%$$

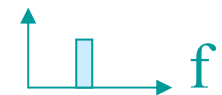
Internationally standardized centre frequencies for octave filters are laid down in IEC Recommendation 225 which specifies a set of contiguous filters based on a reference centre frequency of 1000 Hz.



Relation

Internationally standardized centre frequencies for octave filters are laid down in IEC Recommendation 225 which specifies a set of contiguous filters based on a reference centre frequency of 1000 Hz.

Thus it can be seen that it is possible to cover 3 decades in frequency with 10 octave bands ranging from 22,5 Hz (lower limiting frequency for 31,5 Hz centre frequency) to 22,5 kHz (upper limiting frequency for 16 kHz centre frequency).





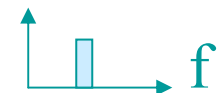
Third Octave Filter

Third octave filters are obtained by dividing each octave band into three geometrically equal sub-sections, i.e. $f_u = 2^{1/3} f_l$ and by coincidence this is equal to one-tenth of a decade since

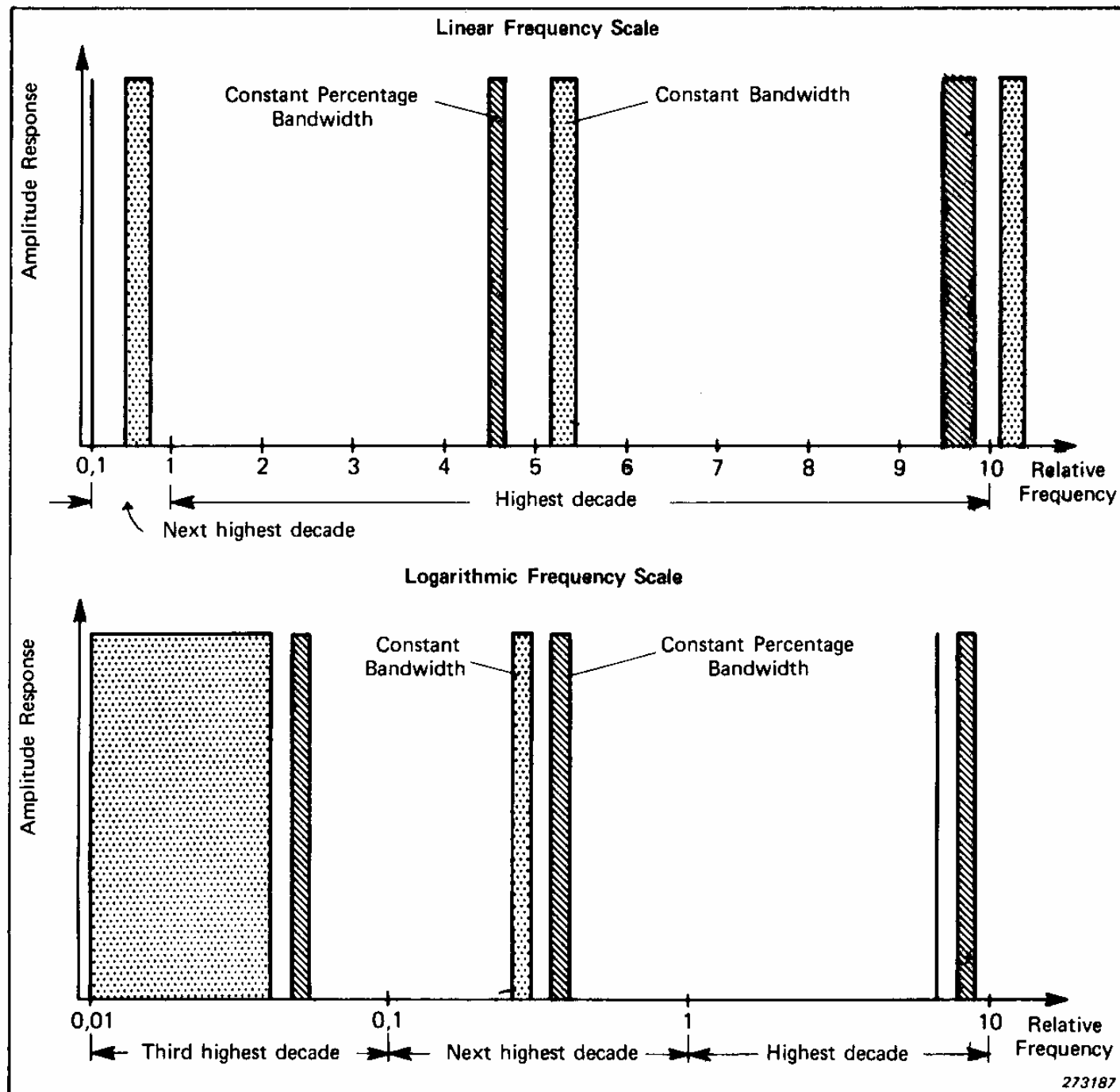
$$\log_{10} (2^{1/3}) = 1/3 \log_{10} (2) = 1/3 \cdot 0,3 = 0,1 = 1/10 \log_{10} (10) = \log_{10} (10^{1/10})$$

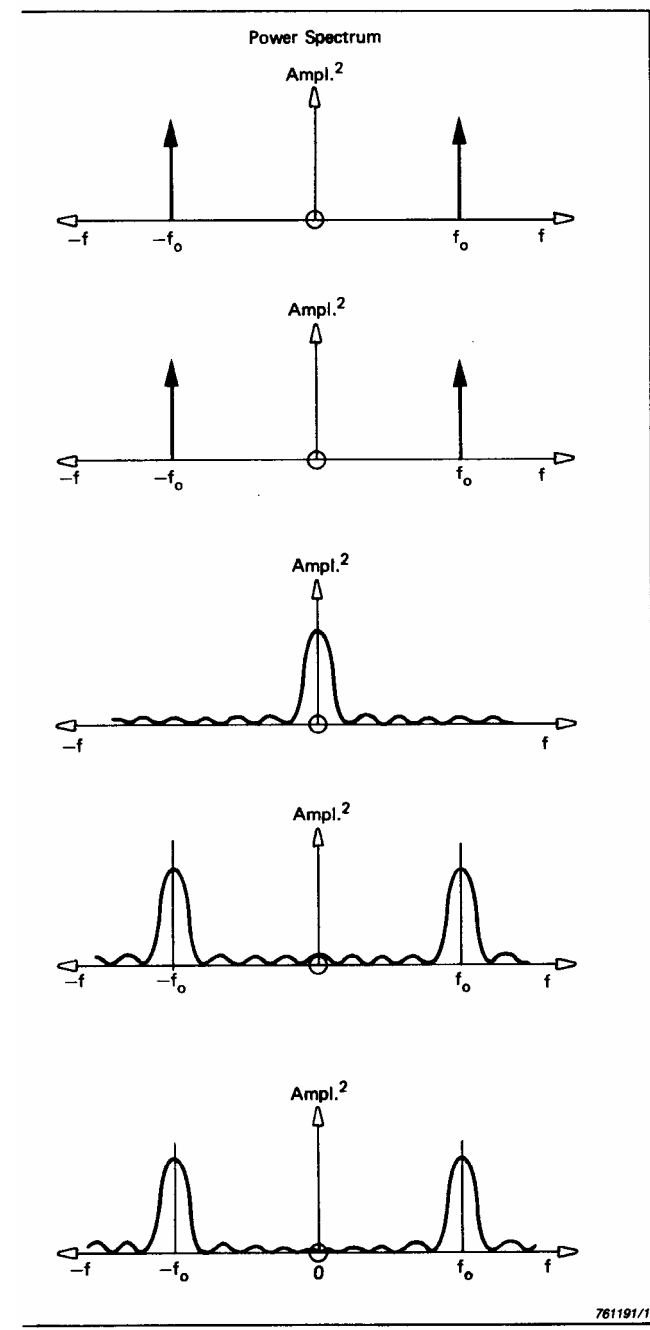
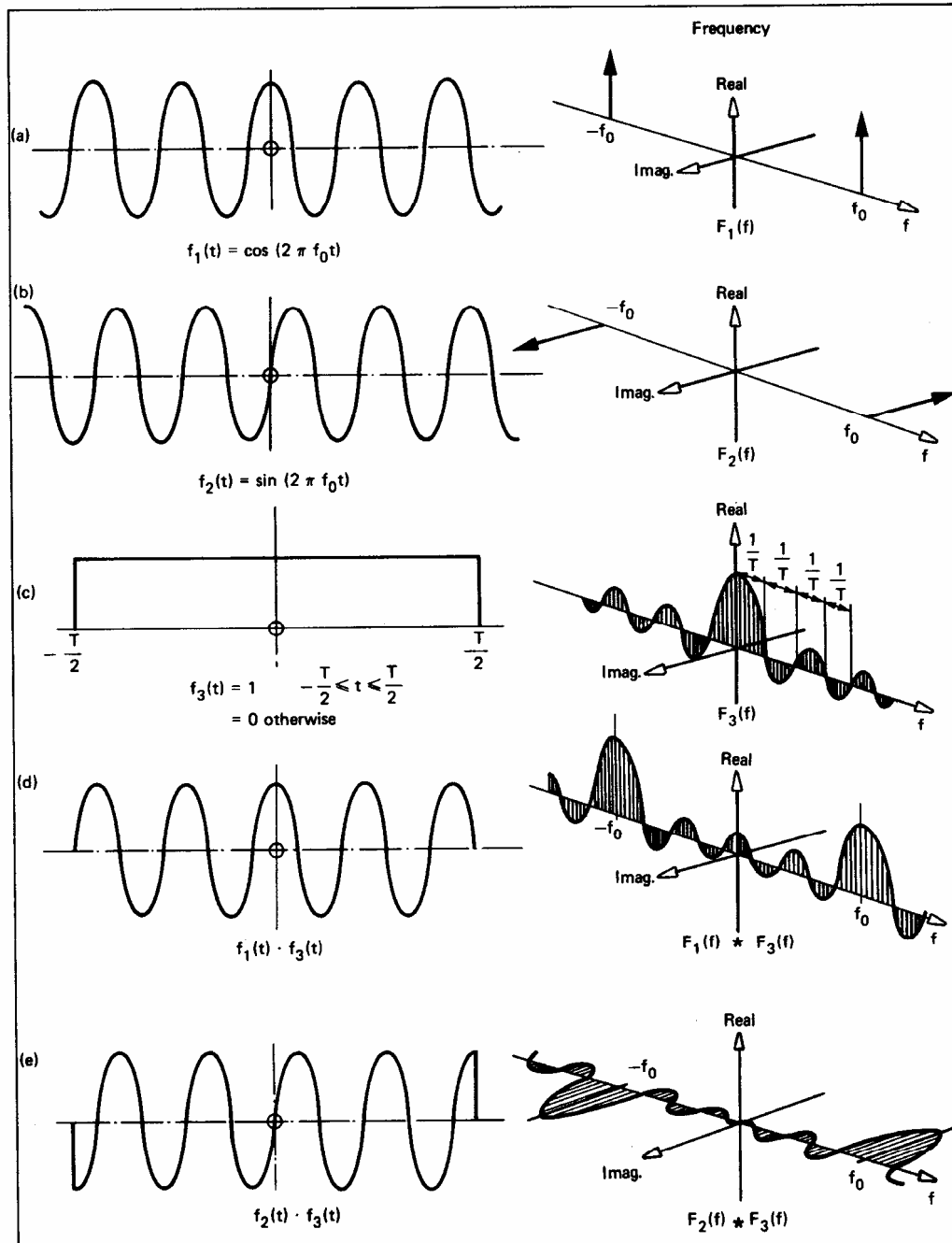
By the same procedure as for octave filters, the percentage bandwidth of third octave filters can be derived as:

$$\frac{2^{1/3} - 1}{2^{1/6}} = 23,1\%$$

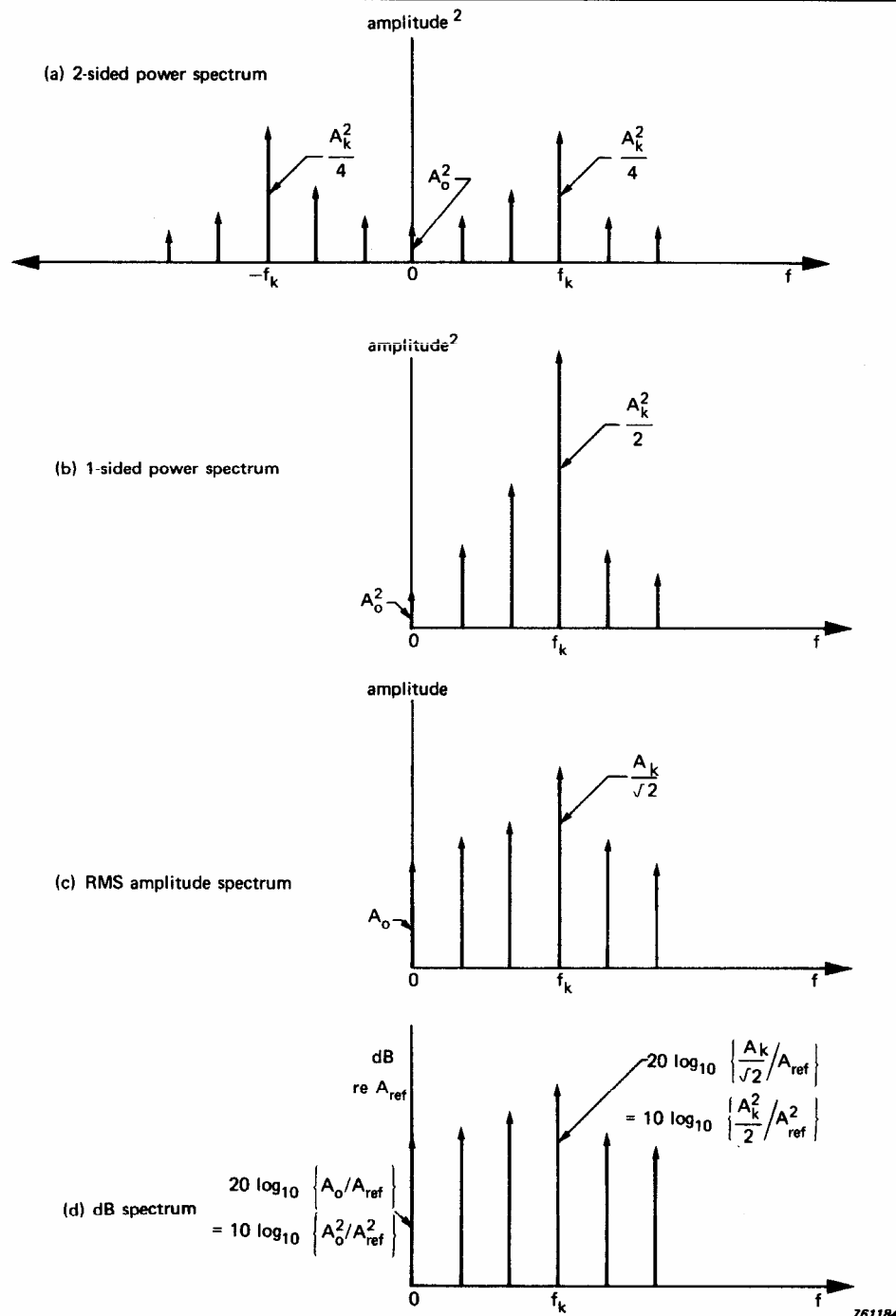


Konstante
absolute
bzw.
relative
Bandbreite



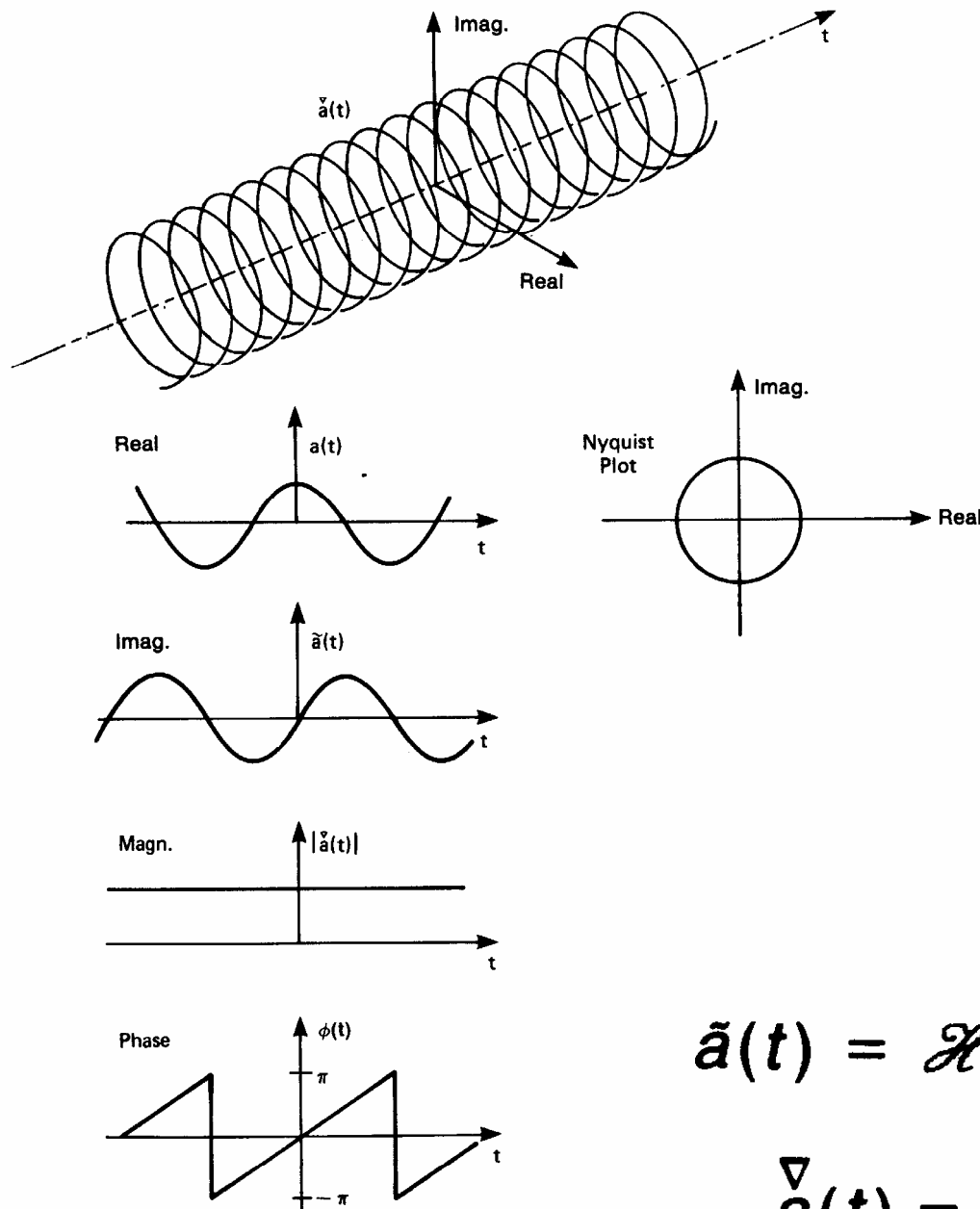


Various Spectrum Representations



Analytisches Signal

Komplexes Zeitsignal, dessen Imaginärteil gleich der Hilbert-Transformation des Realteils ist.

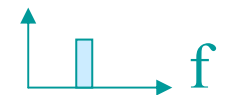
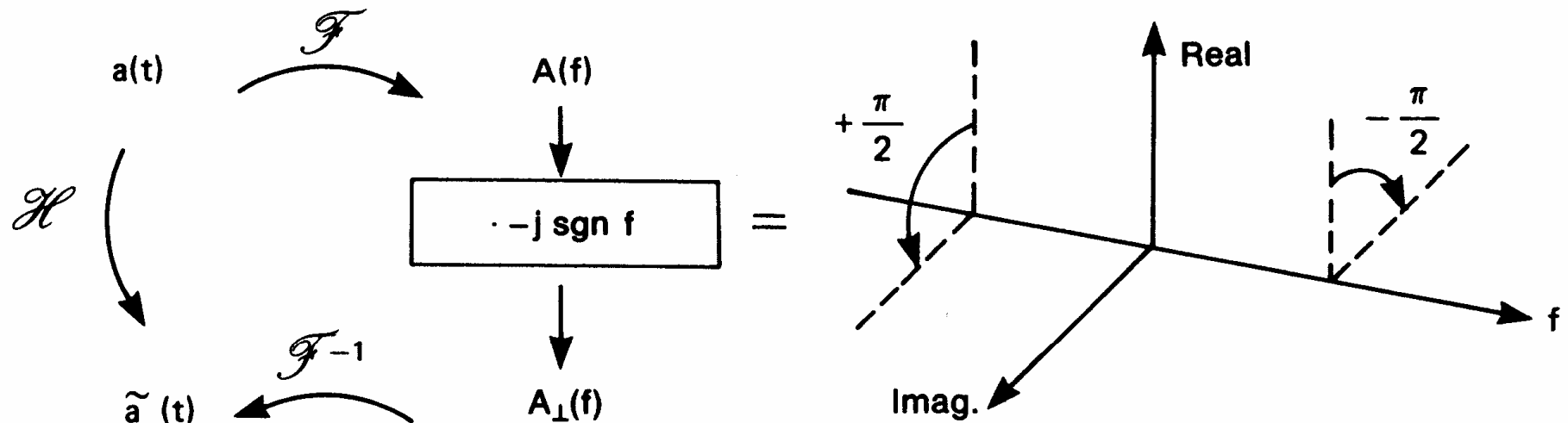


$$\tilde{a}(t) = \mathcal{H}\{a(t)\}, \text{ then}$$

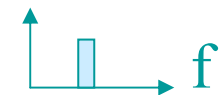
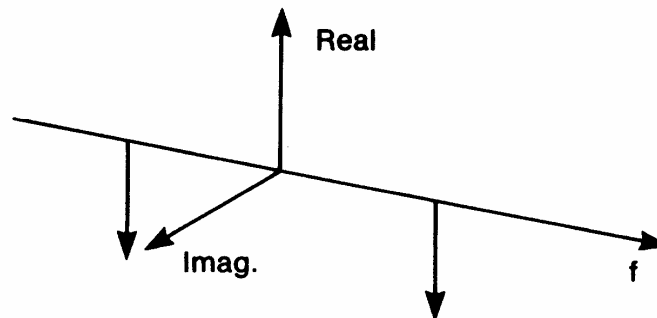
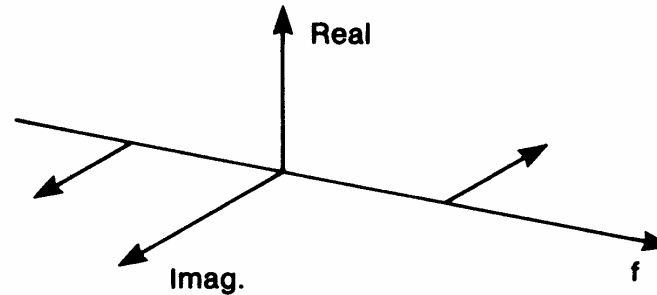
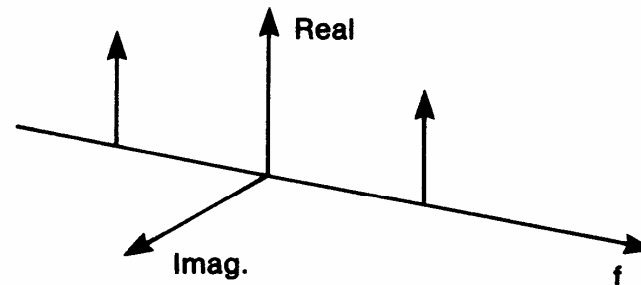
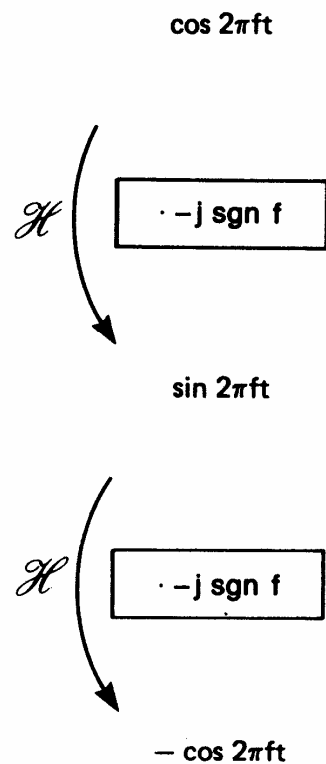
$$\nabla \tilde{a}(t) = a(t) + j \tilde{a}(t)$$



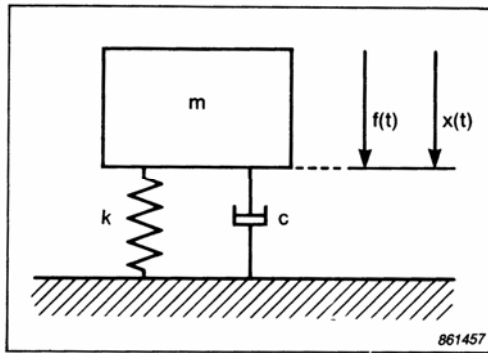
HILBERT – Transformation im Zeitbereich



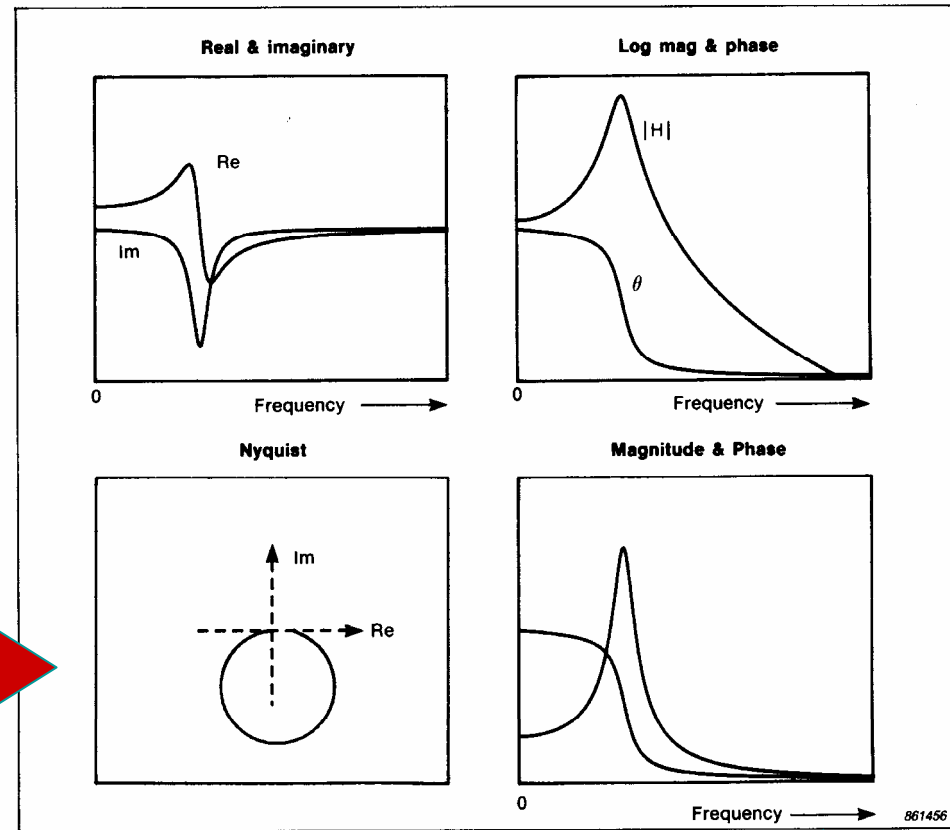
HILBERT – Transformation im Frequenzbereich



Frequency Response of a single-degree-of freedom system

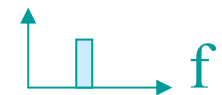


NYQUIST Plot

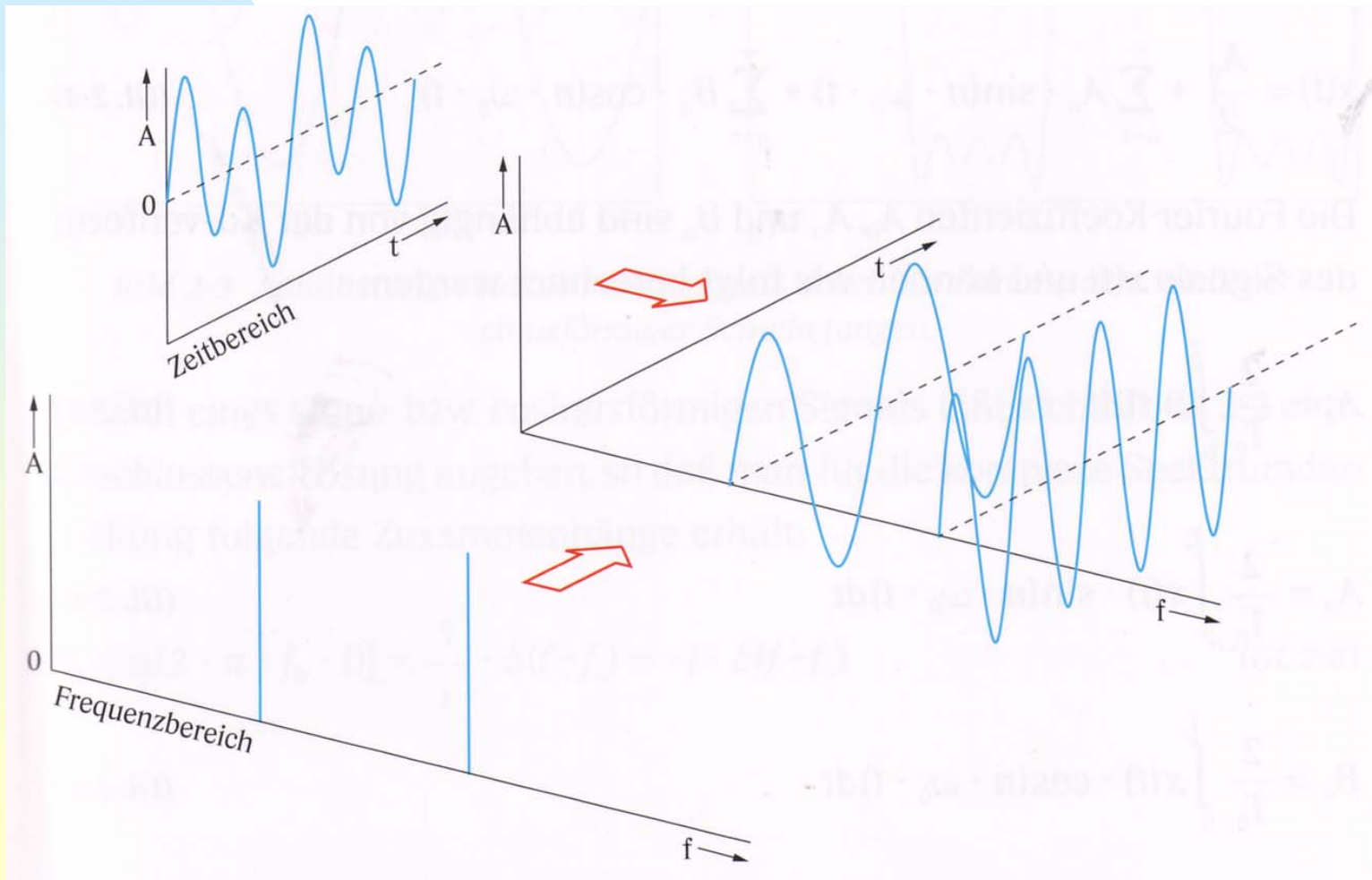


Spektrumsanalysatoren

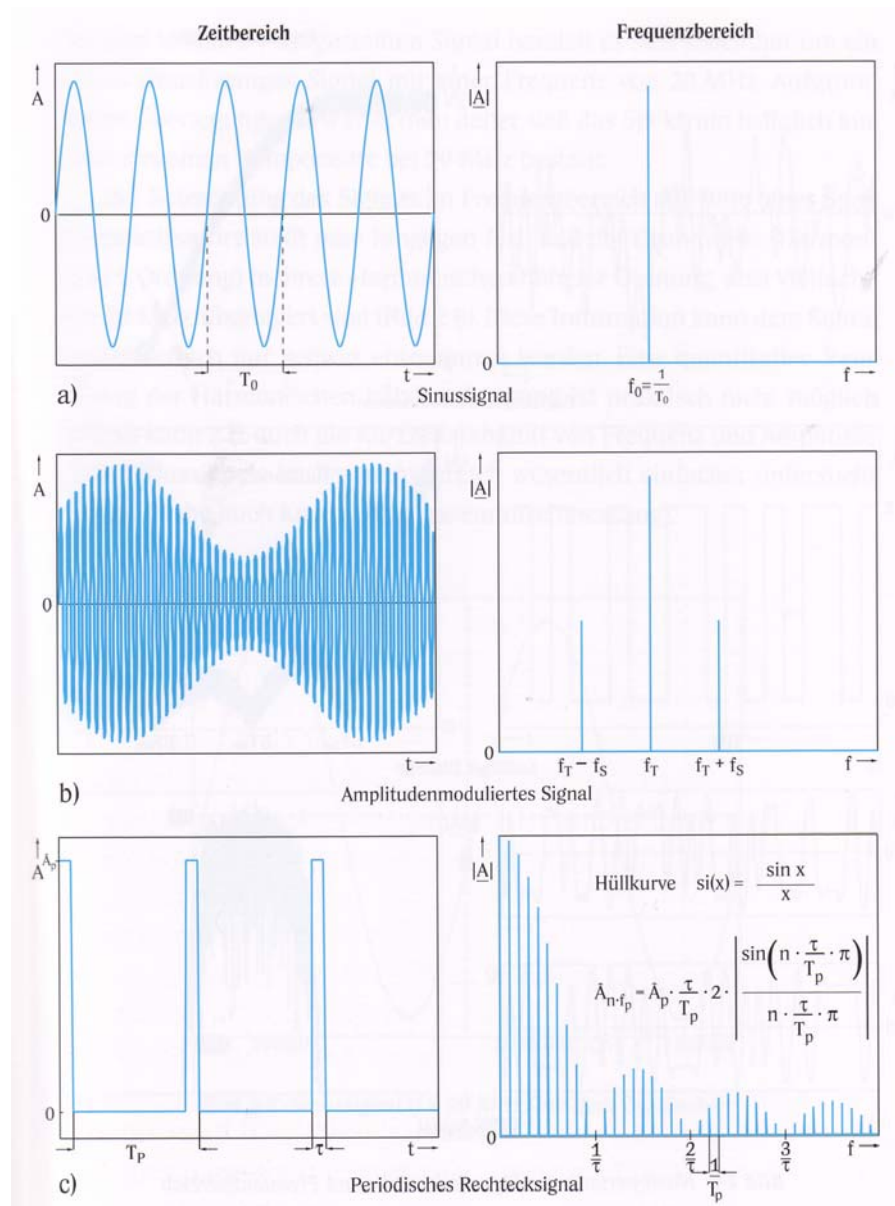
- Spektrumsanalysatoren (Spectrum Analyzer)
 - ◆ Funktionsprinzip
 - ◆ Gerätetechnische Realisierung
- Messung mit Spektrumanalysatoren
- Messtechnische Besonderheiten
- Ergänzungen



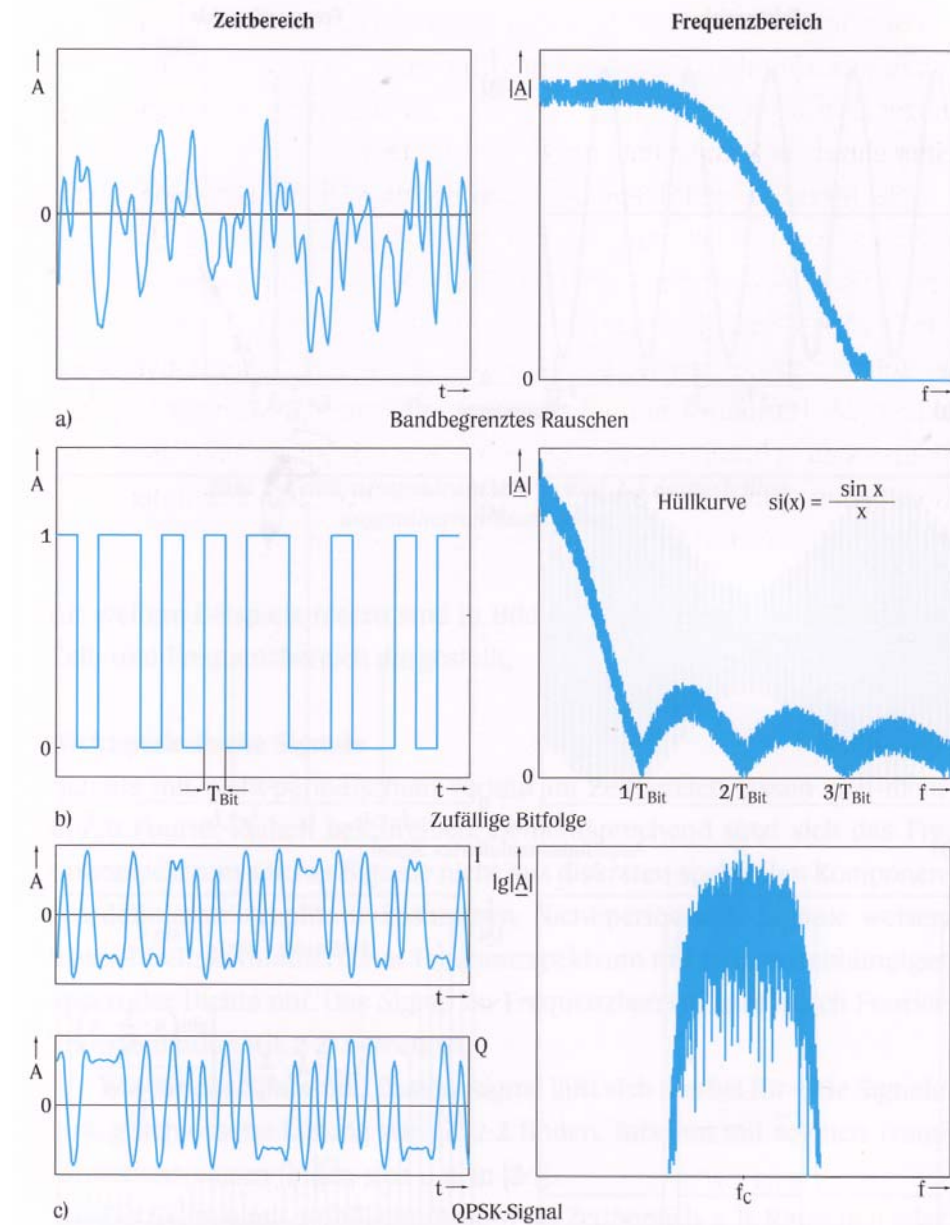
Signale im Zeit- und im Frequenzbereich



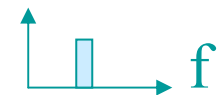
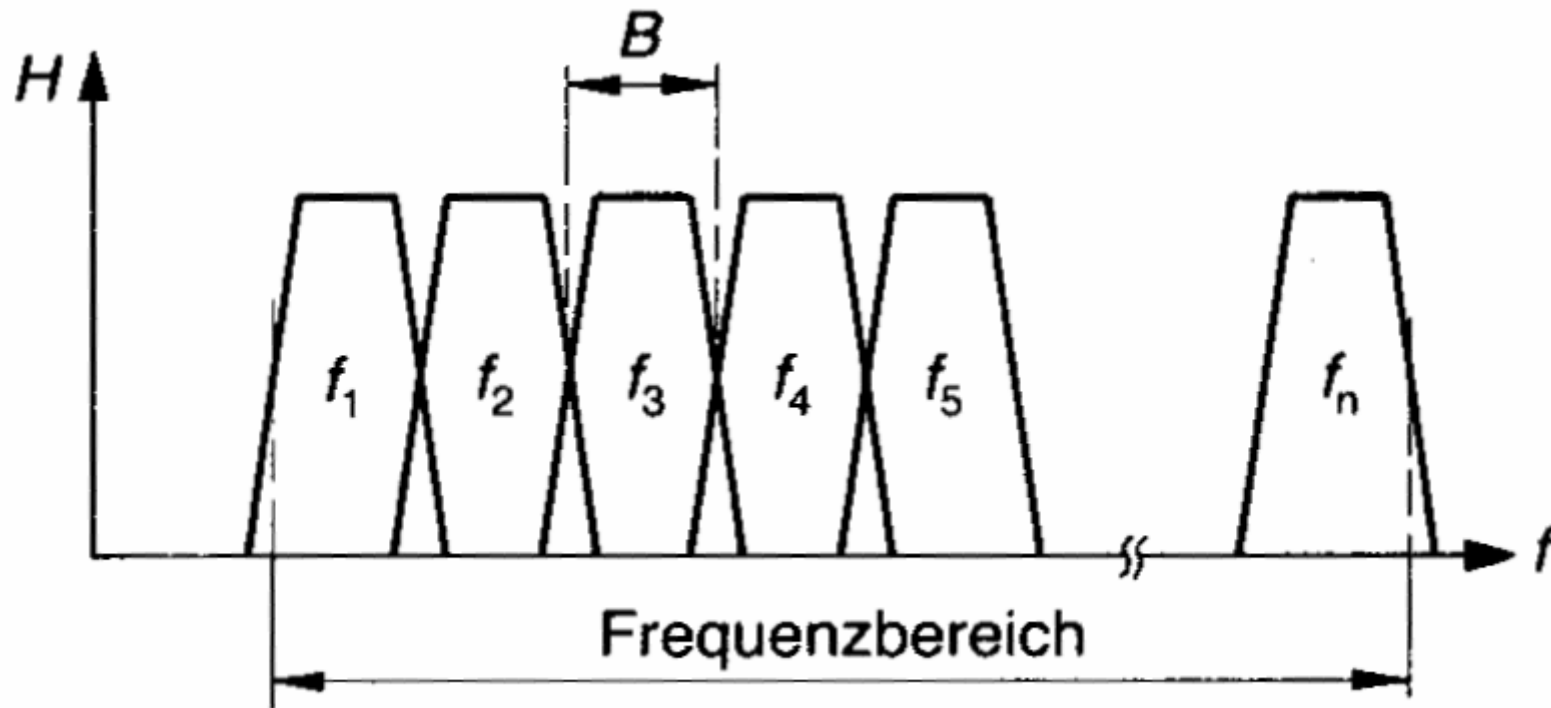
Periodische Signale



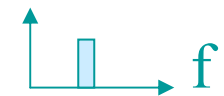
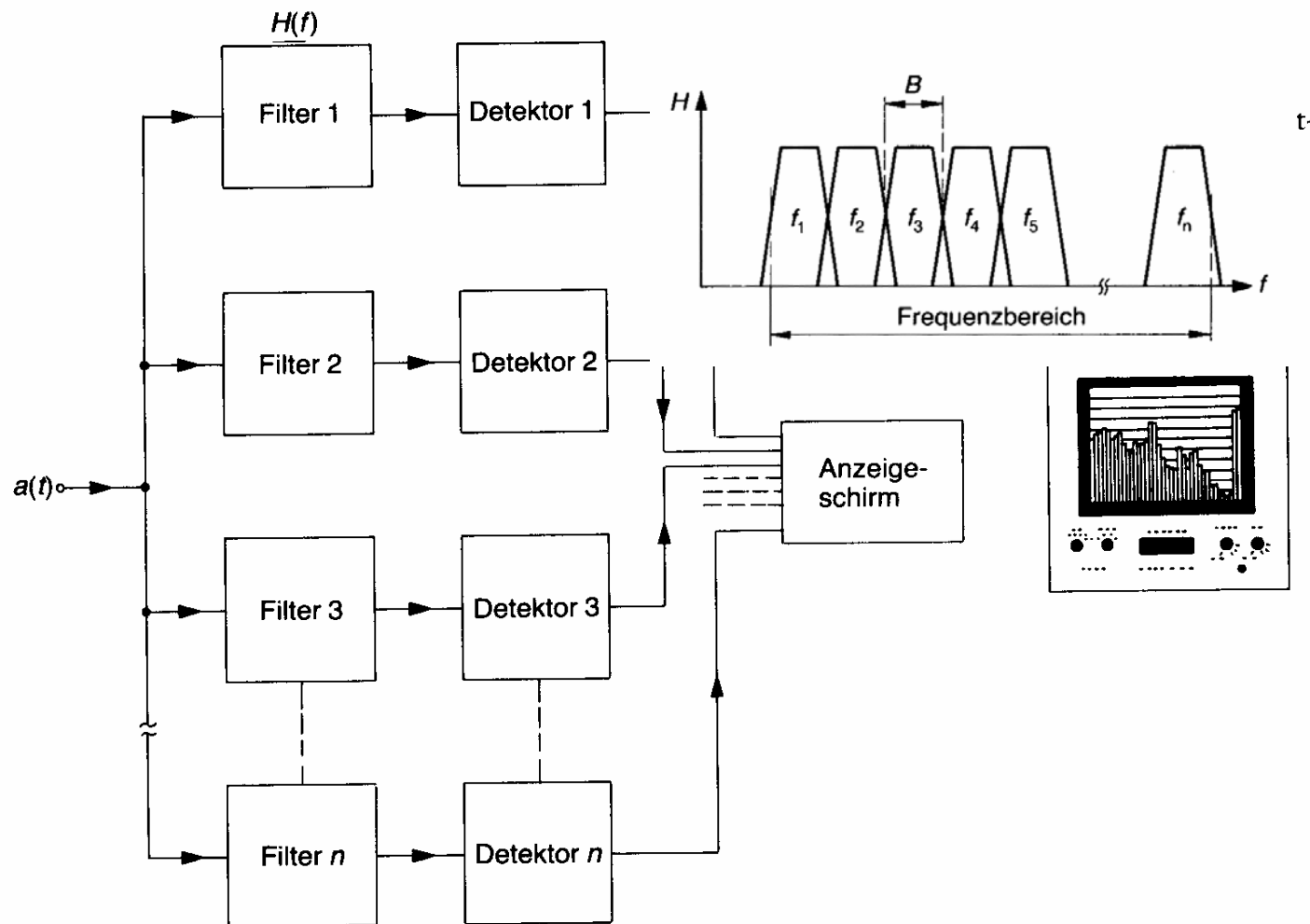
Nicht-periodische Signale



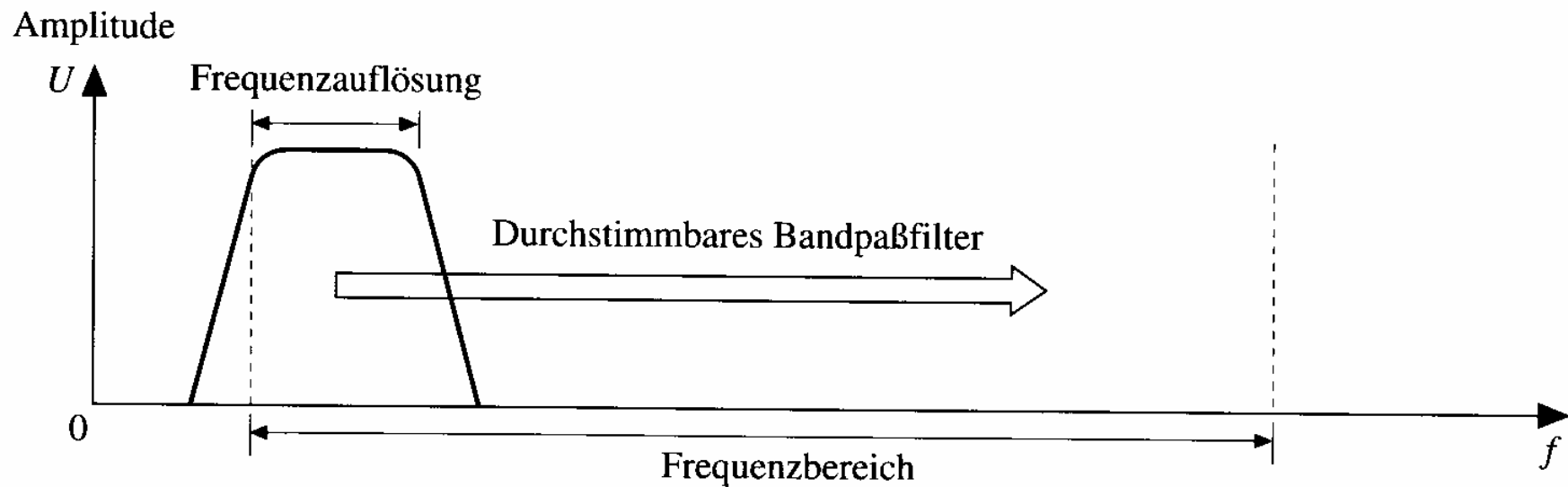
Spektrumsanalysator



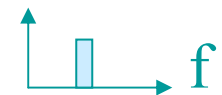
Echtzeitanalysator



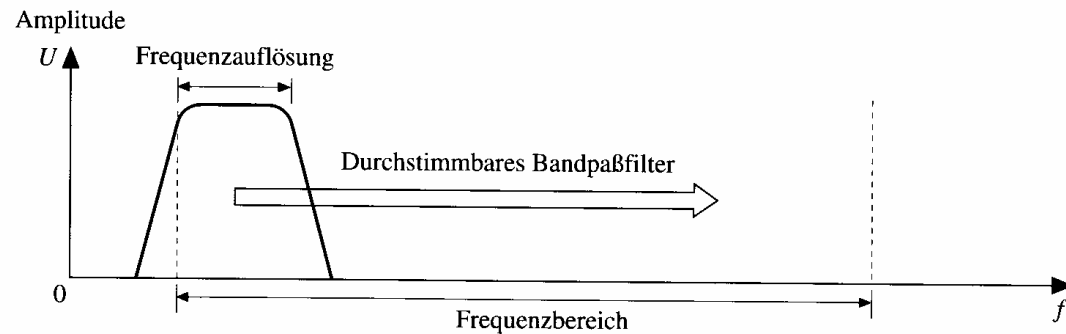
Durchstimmung eines Auflösefilters



Sweep
Wobbeln



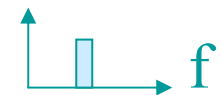
Durchstimmung eines Auflösefilters



Realisierung:
LC-Schwingkreis

THOMSONsche Formel

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



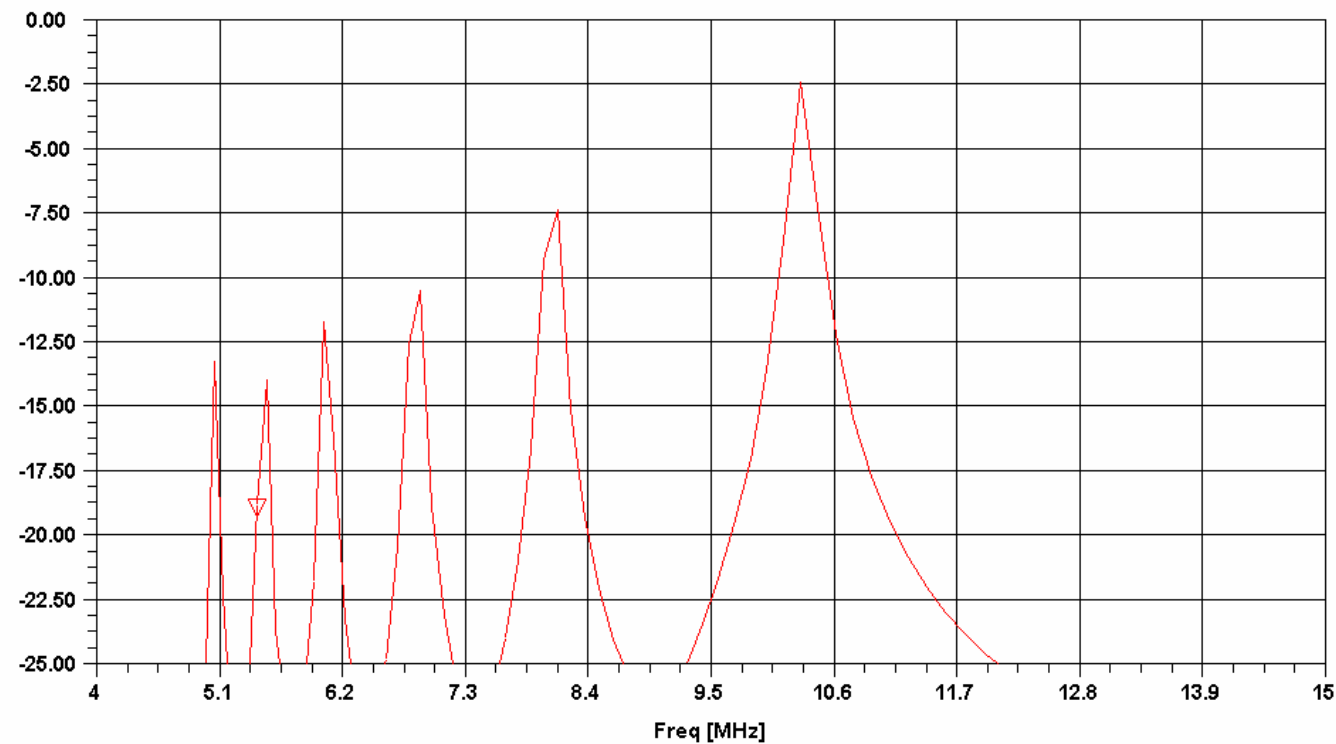
Durchstimmung eines Auflösefilters

23-MAR-108

COMPACT SOFTWARE - ARRL Radio Designer 1.0
File: C:\ARRL\EXAMPLE1.CKT

11:06:55

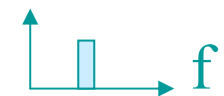
▽ VG [dB] DTC



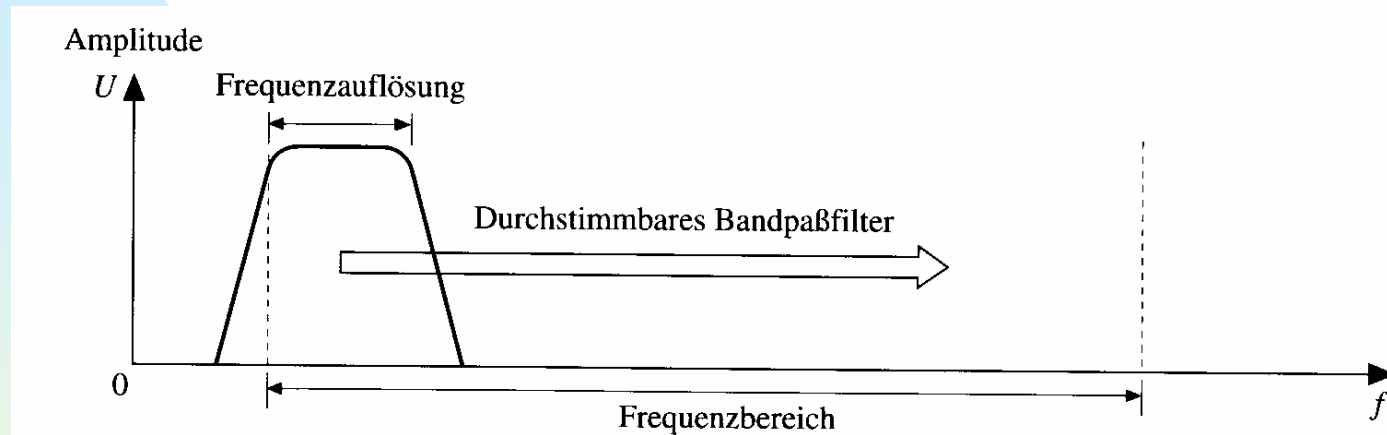
300 pF

50 pF

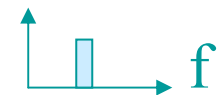
Schrittweite: 50 pF



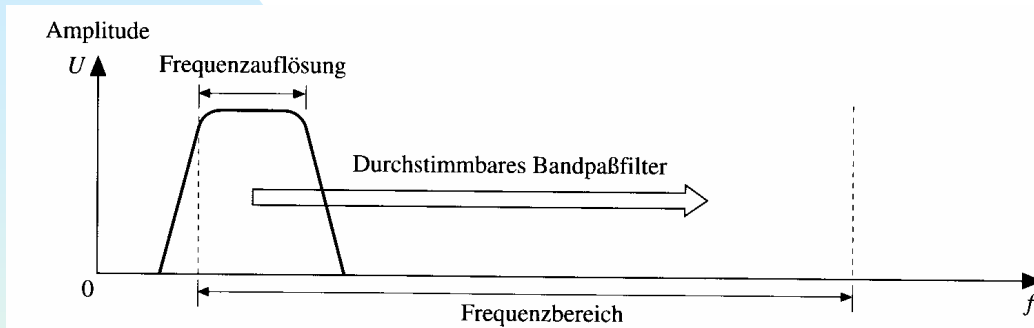
Durchstimmung eines Auflösefilters



Problem: Selektion ändert sich mit Frequenz



Durchstimmung eines Auflösefilters

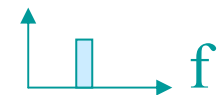


$$B = \frac{f_r}{Q}$$

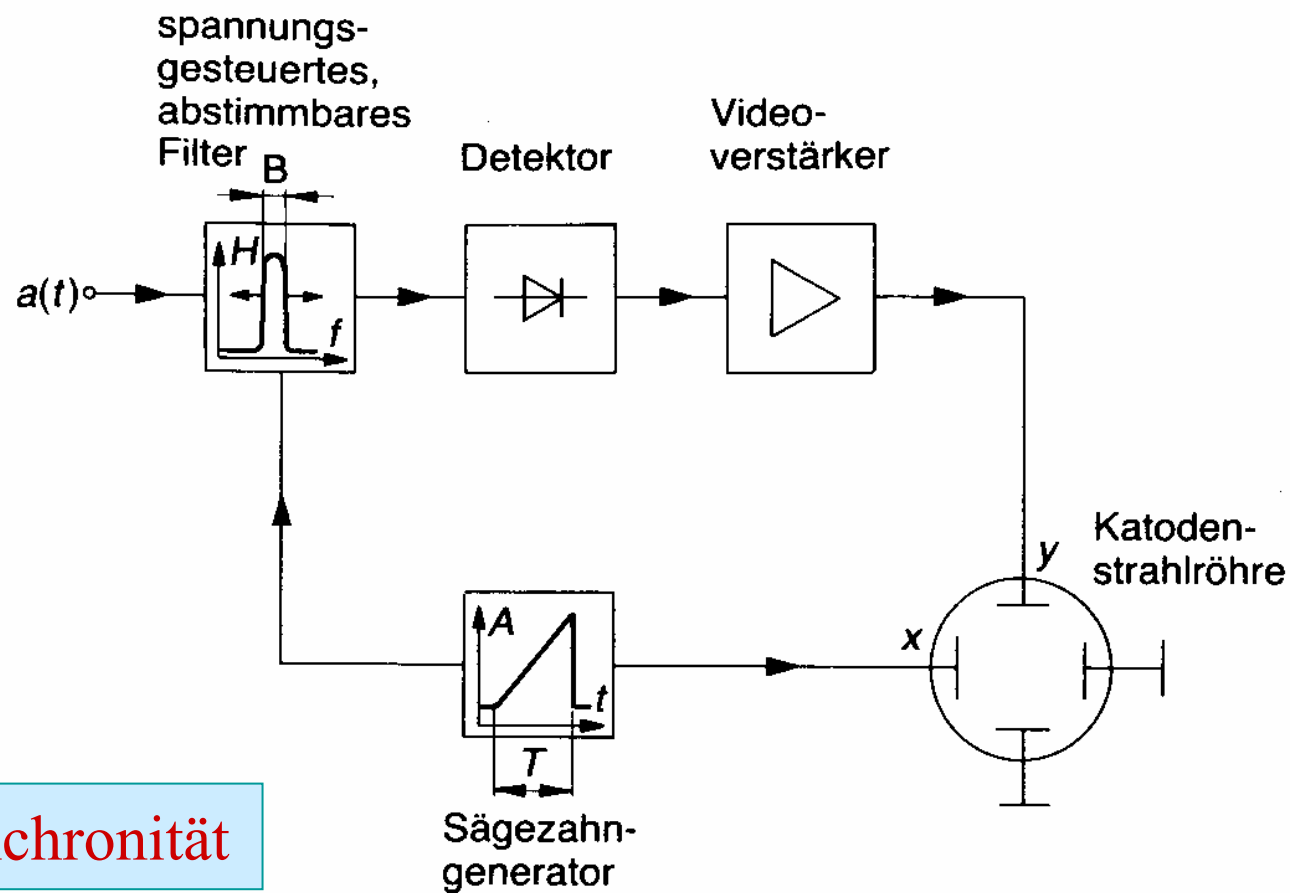
$$Q = \frac{\omega W}{P}$$

W – gespeicherte elektrische
oder magnetische Energie

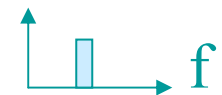
P - zeitlich gemittelte
Verlustleistung



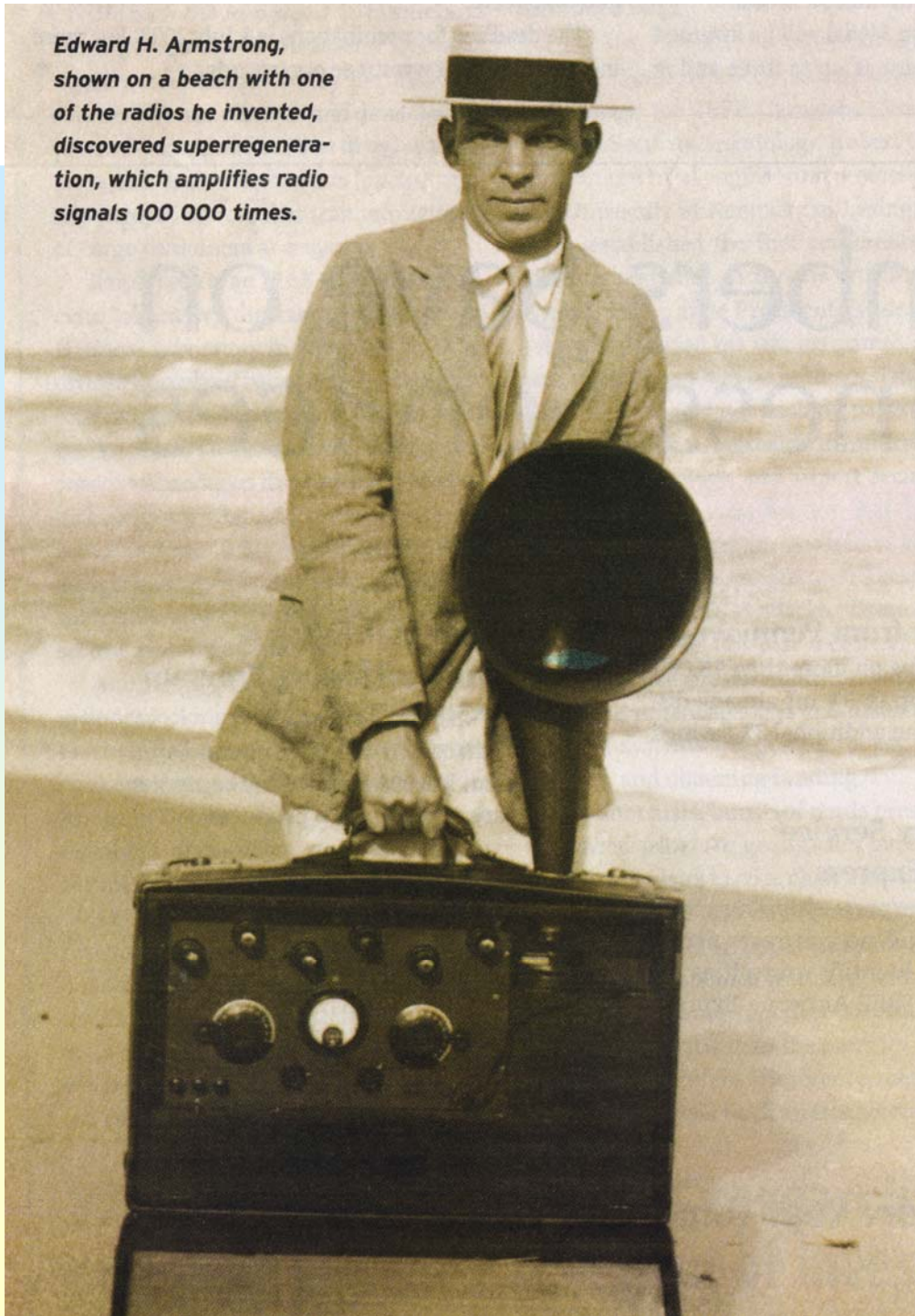
Grundprinzip eines Analysators mit durchstimmbarem Filter



Synchronität

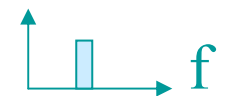


*Edward H. Armstrong,
shown on a beach with one
of the radios he invented,
discovered superregenera-
tion, which amplifies radio
signals 100 000 times.*

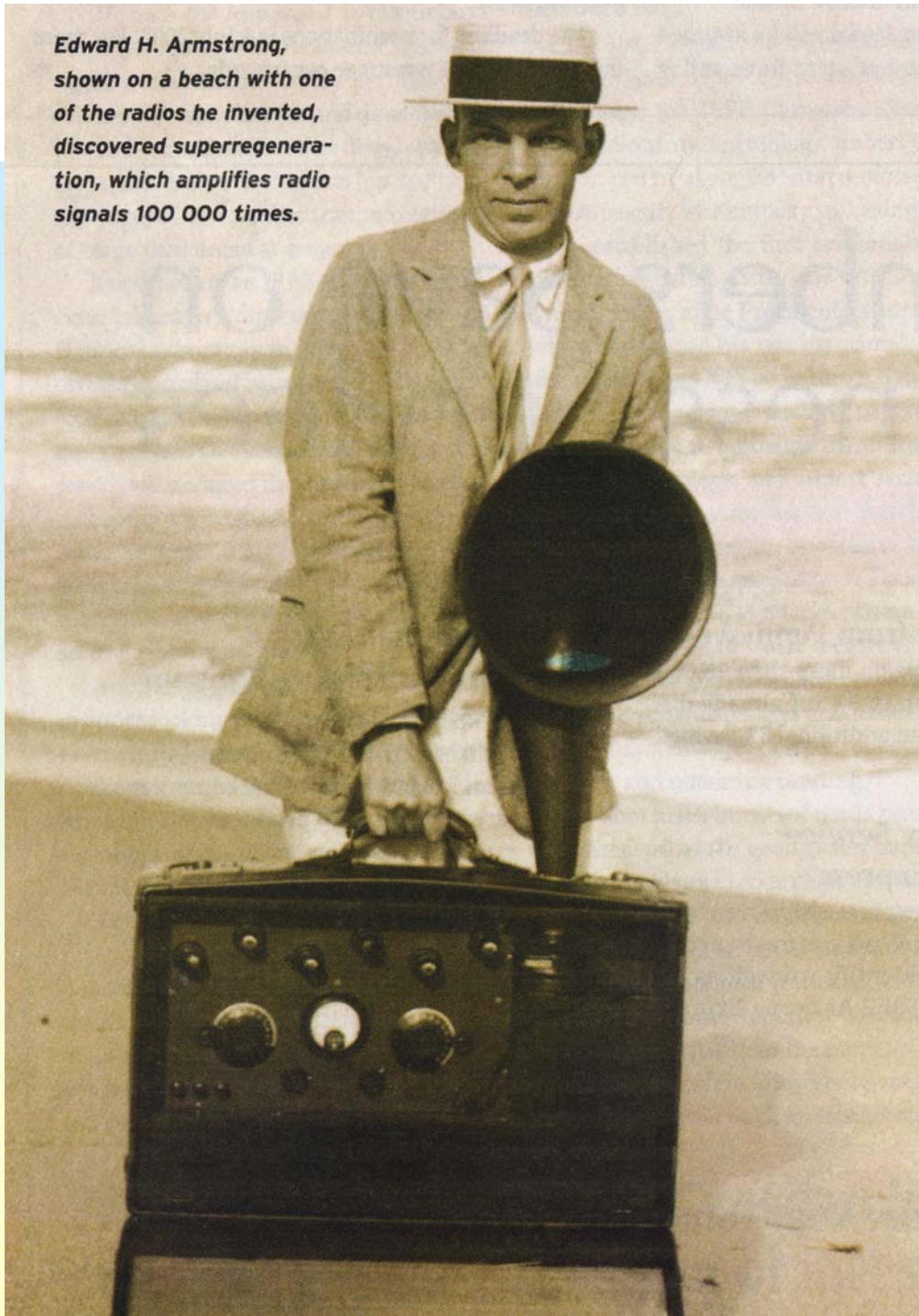


Superheterodyn- prinzip

IEEE, The Institute,
June 2003 vol. 27, No. 2



Edward H. Armstrong,
shown on a beach with one
of the radios he invented,
discovered superregenera-
tion, which amplifies radio
signals 100 000 times.



Superheterodyn- prinzip

1921

ARMSTRONG –

Instructor and Asistent in the
Electrical Engineerinf Deptm.

At Columbia University

New York City

working at regeneration

Technique to amplify

radio signals

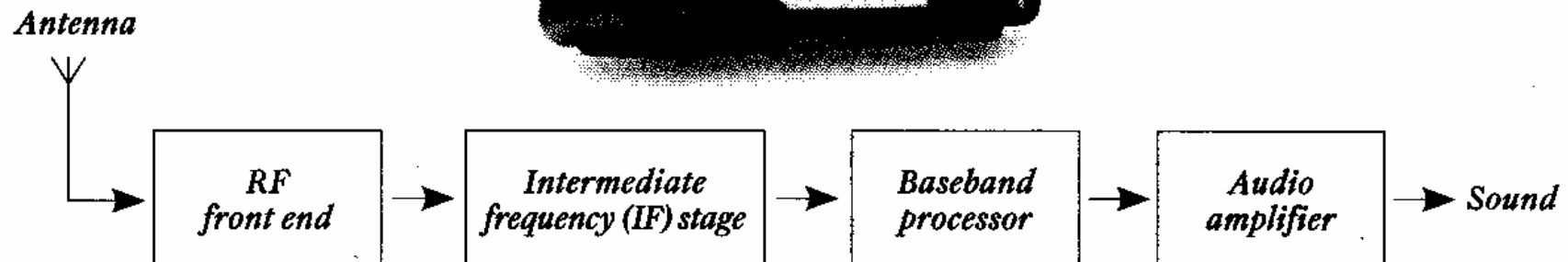
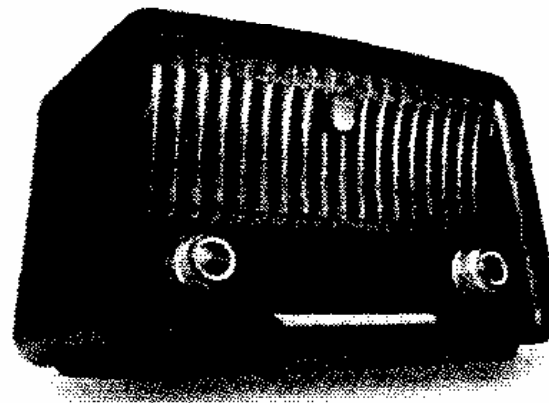


Evolutionary Developments

Radio steps into the digital age

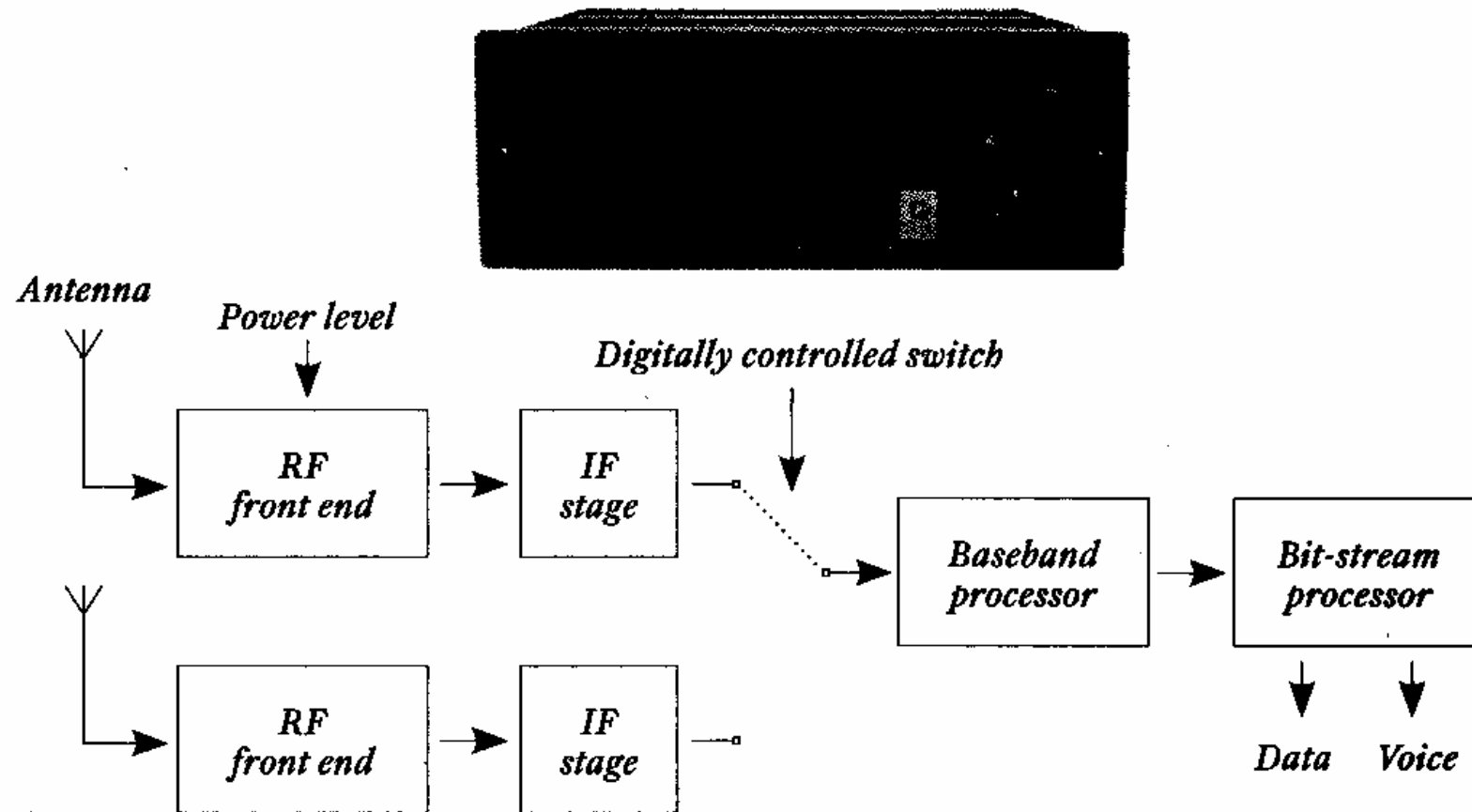
HARDWARE RADIO

Only modification through physical intervention



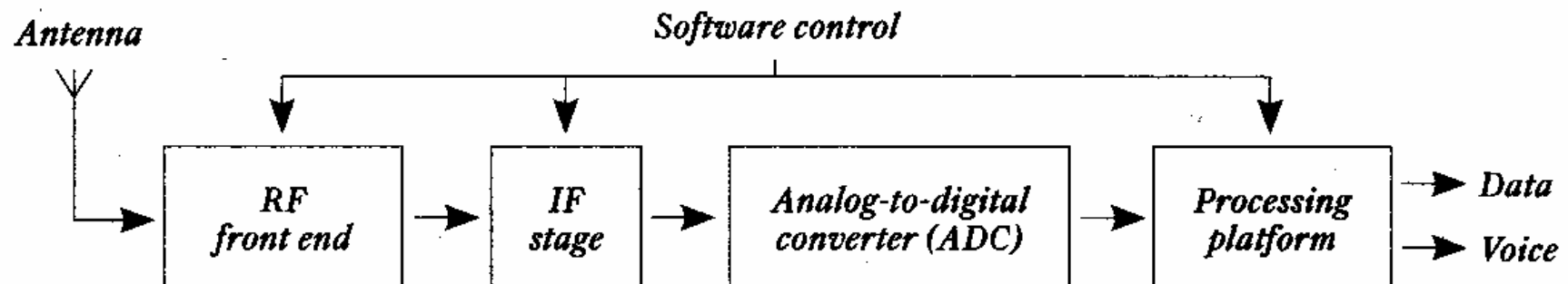
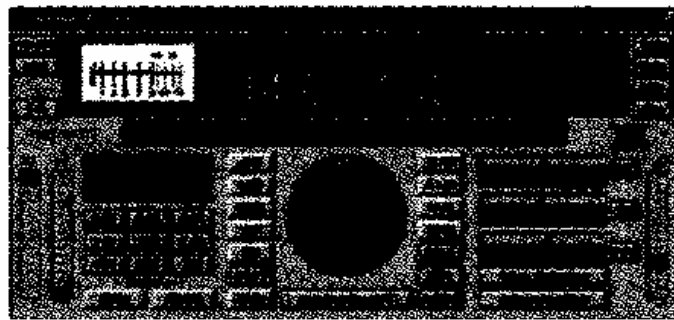
SOFTWARE-CONTROLLED RADIO

Computer selects circuitry to use



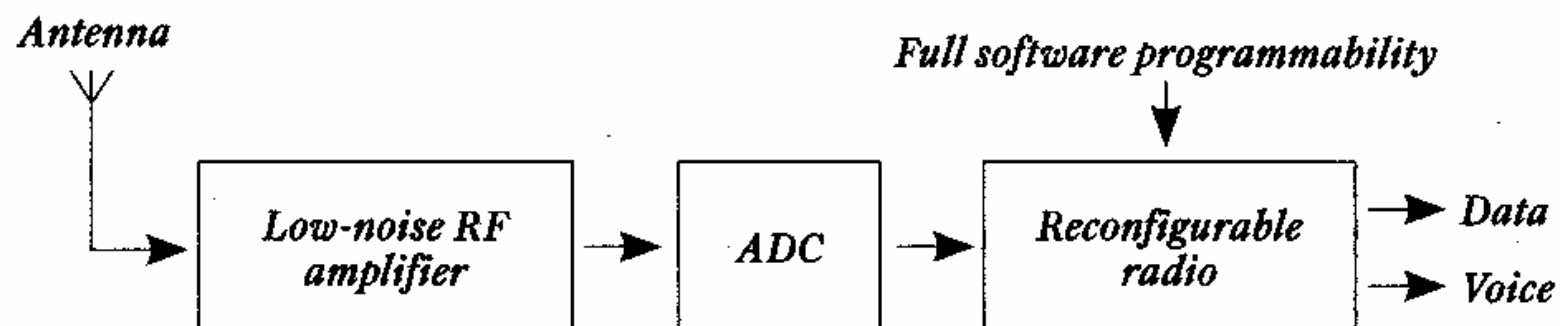
SOFTWARE-DEFINED RADIO

Software handles (de)modulation, frequency selection, security functions



IDEAL SOFTWARE RADIO

All but initial amplification is done in software

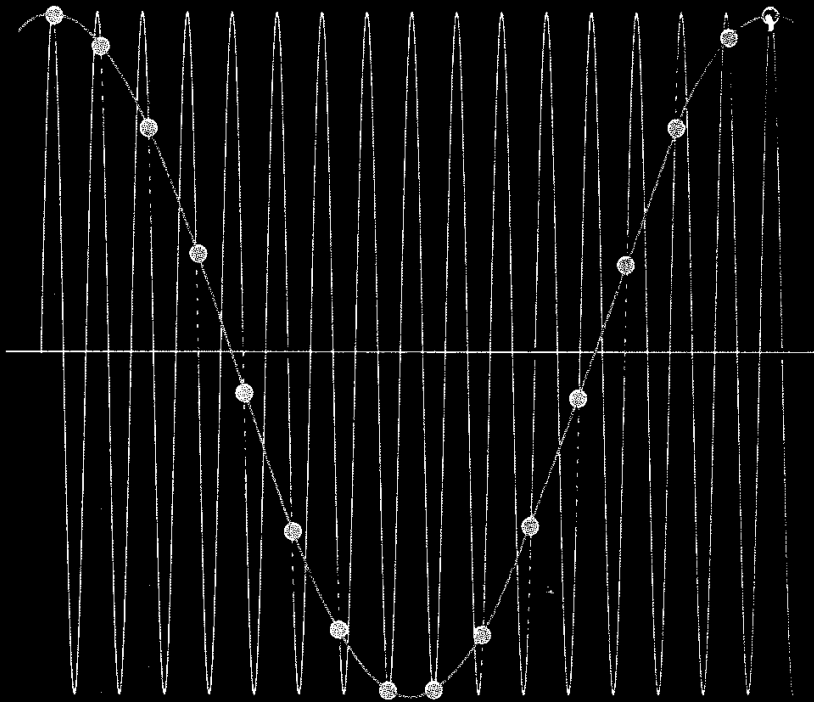


Aliasing Harnessed

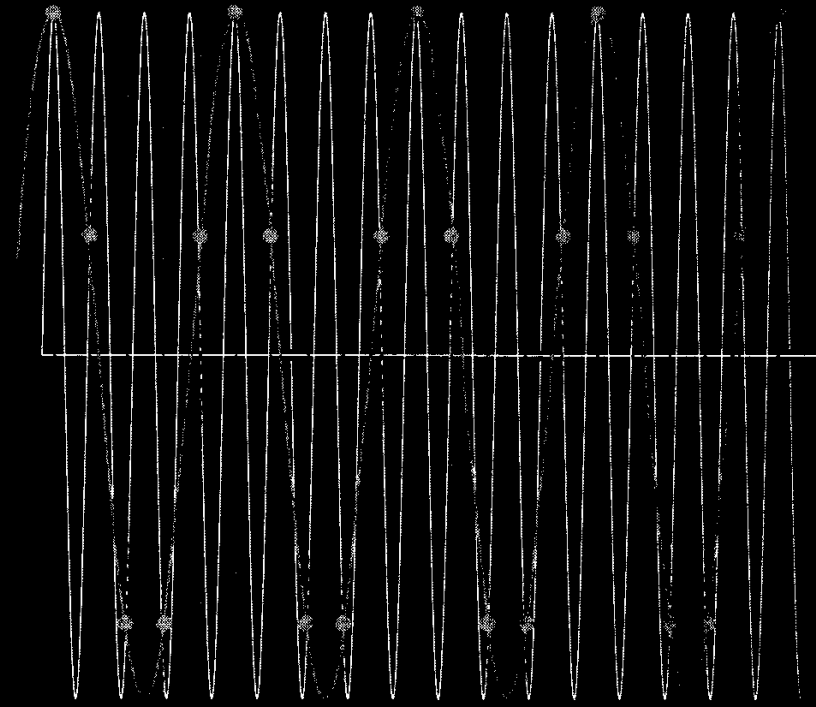
Subsampling can work to your advantage

If the RF signal [white] is not sampled at least twice per cycle, aliasing will occur. But by properly adjusting the sampling interval [indicated by vertical lines], you can down-convert the RF to whatever lower frequency is desired [blue and yellow].

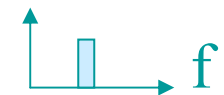
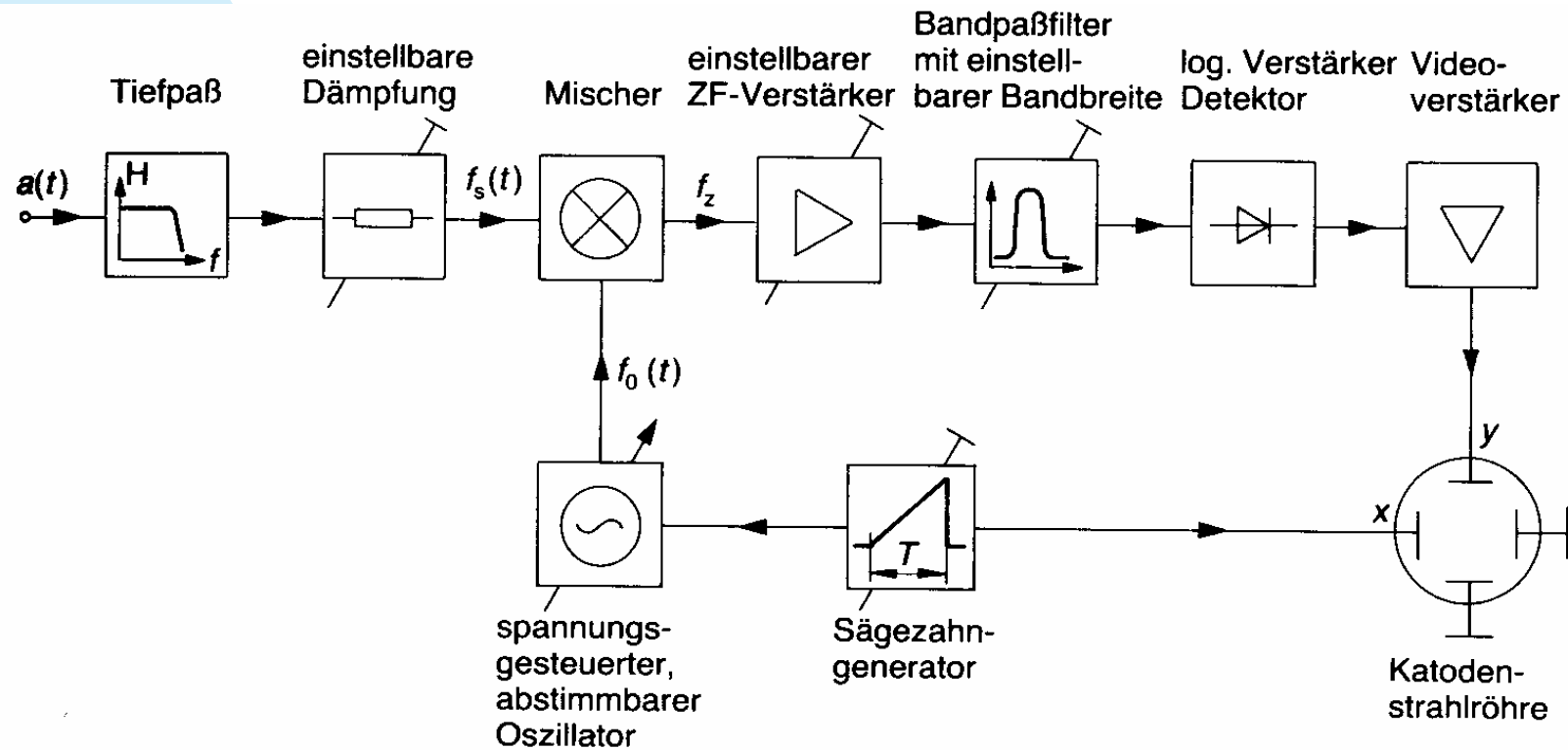
LARGE SAMPLING INTERVAL



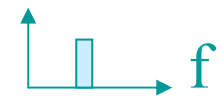
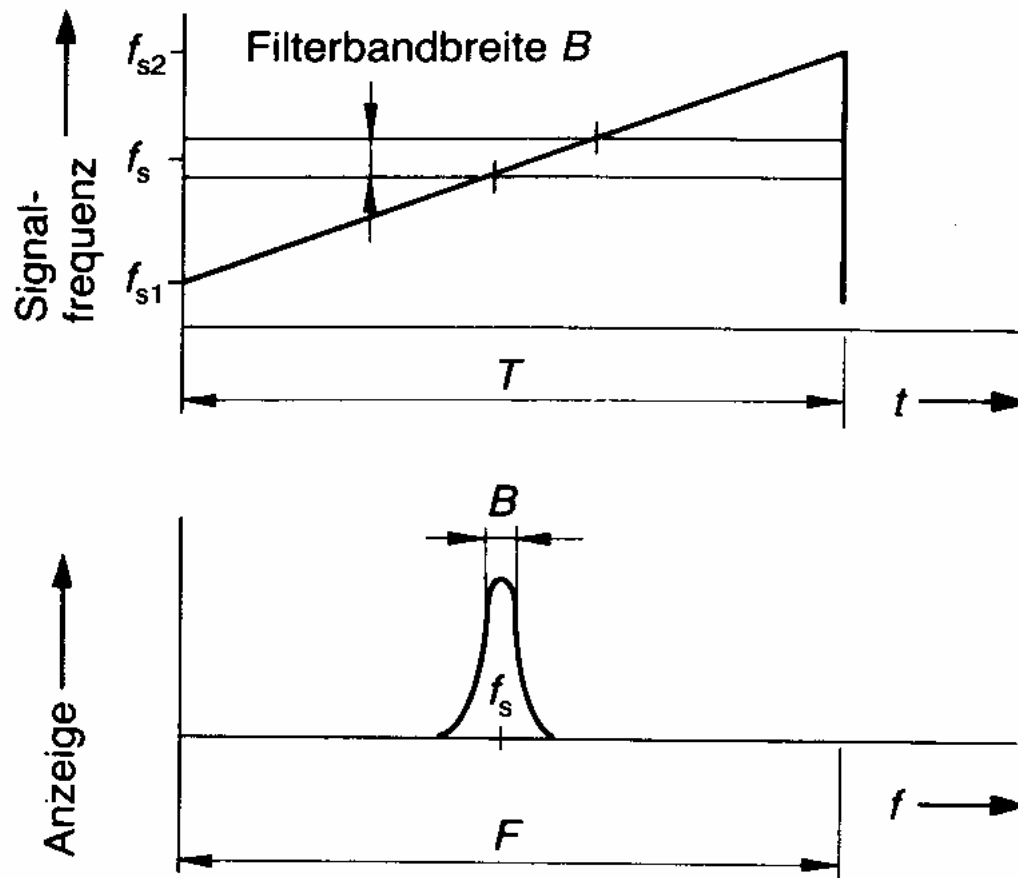
SMALLER SAMPLING INTERVAL



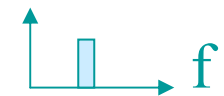
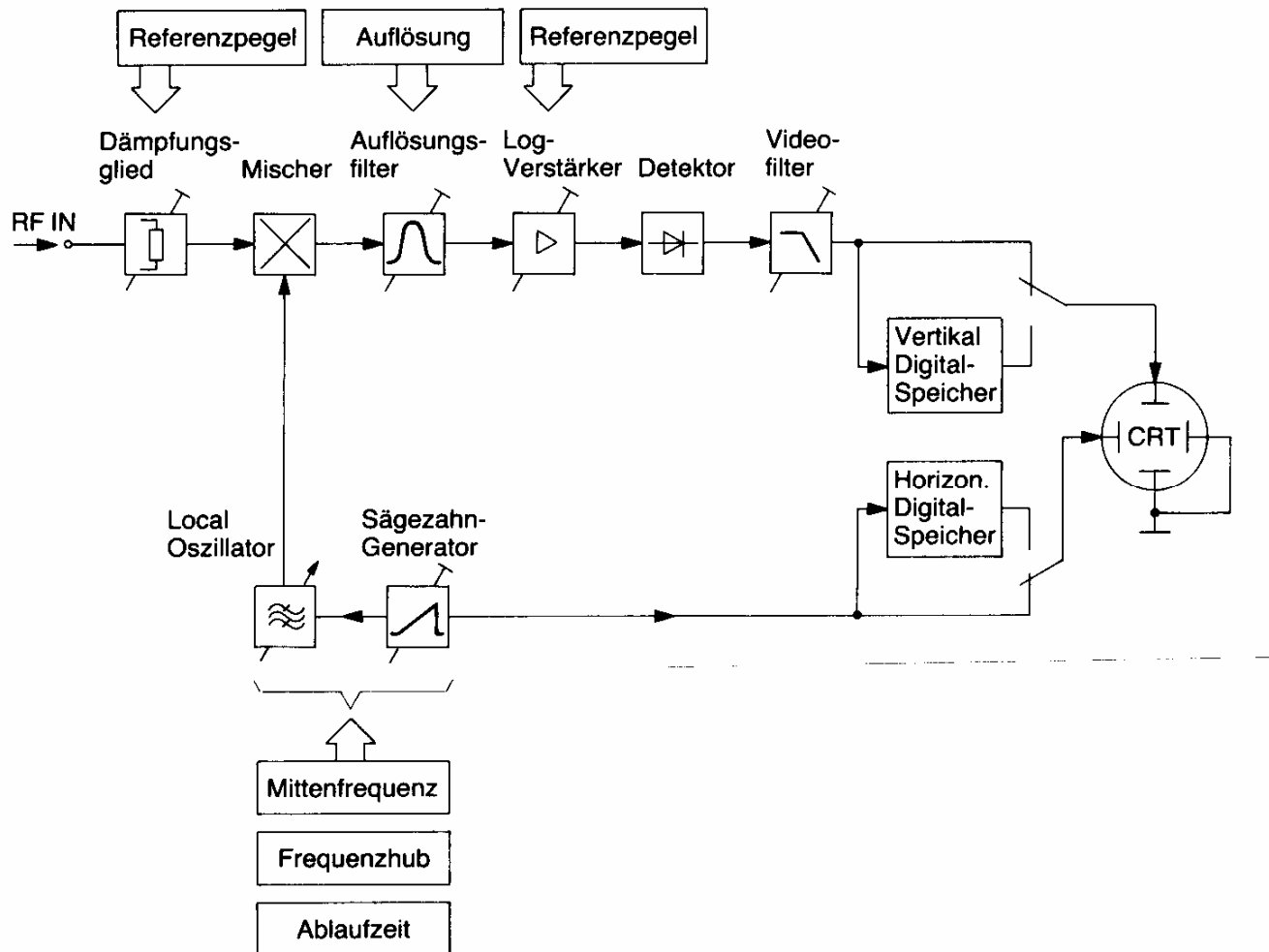
Prinzipschaltbild



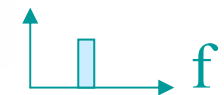
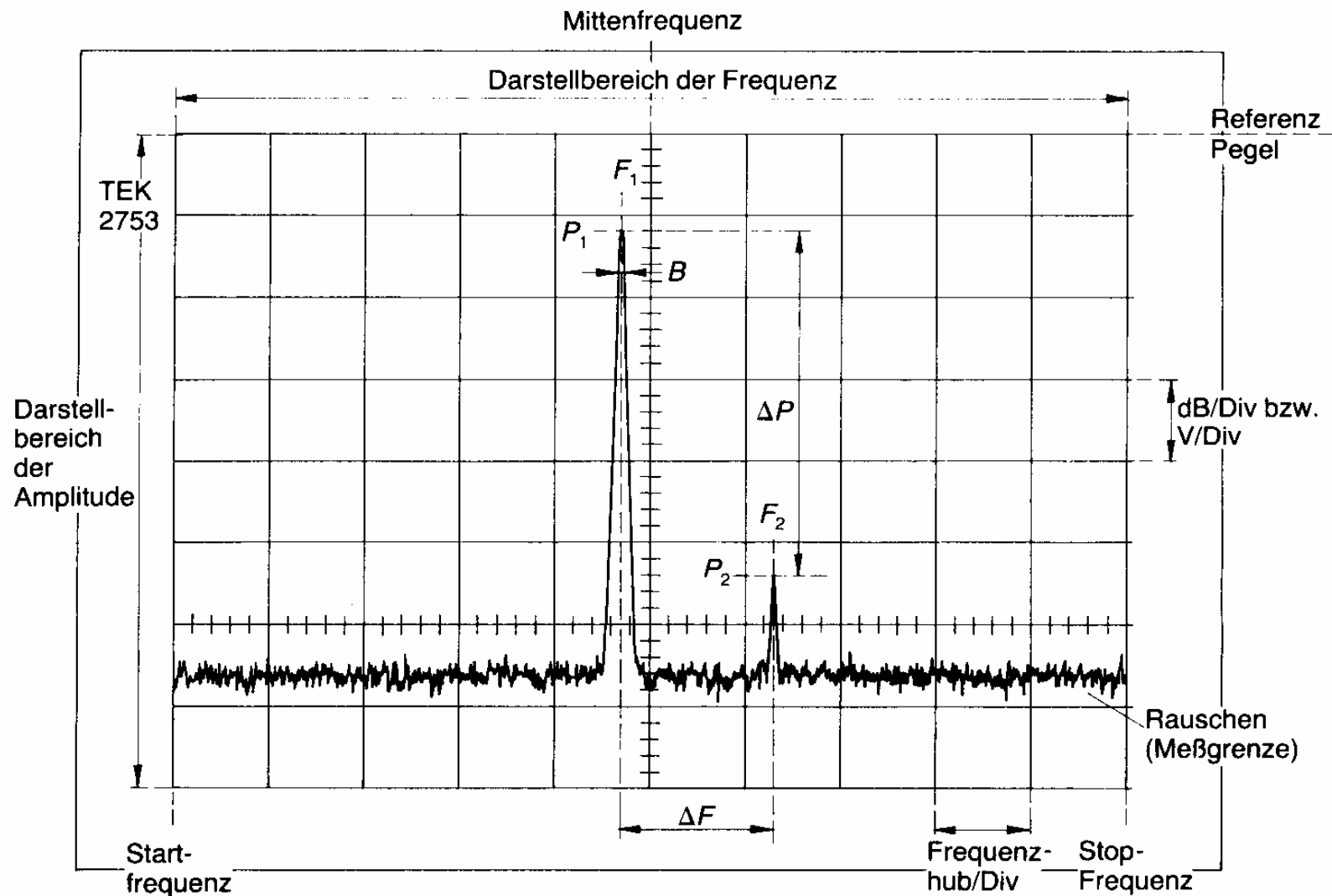
Veranschaulichung



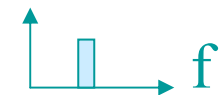
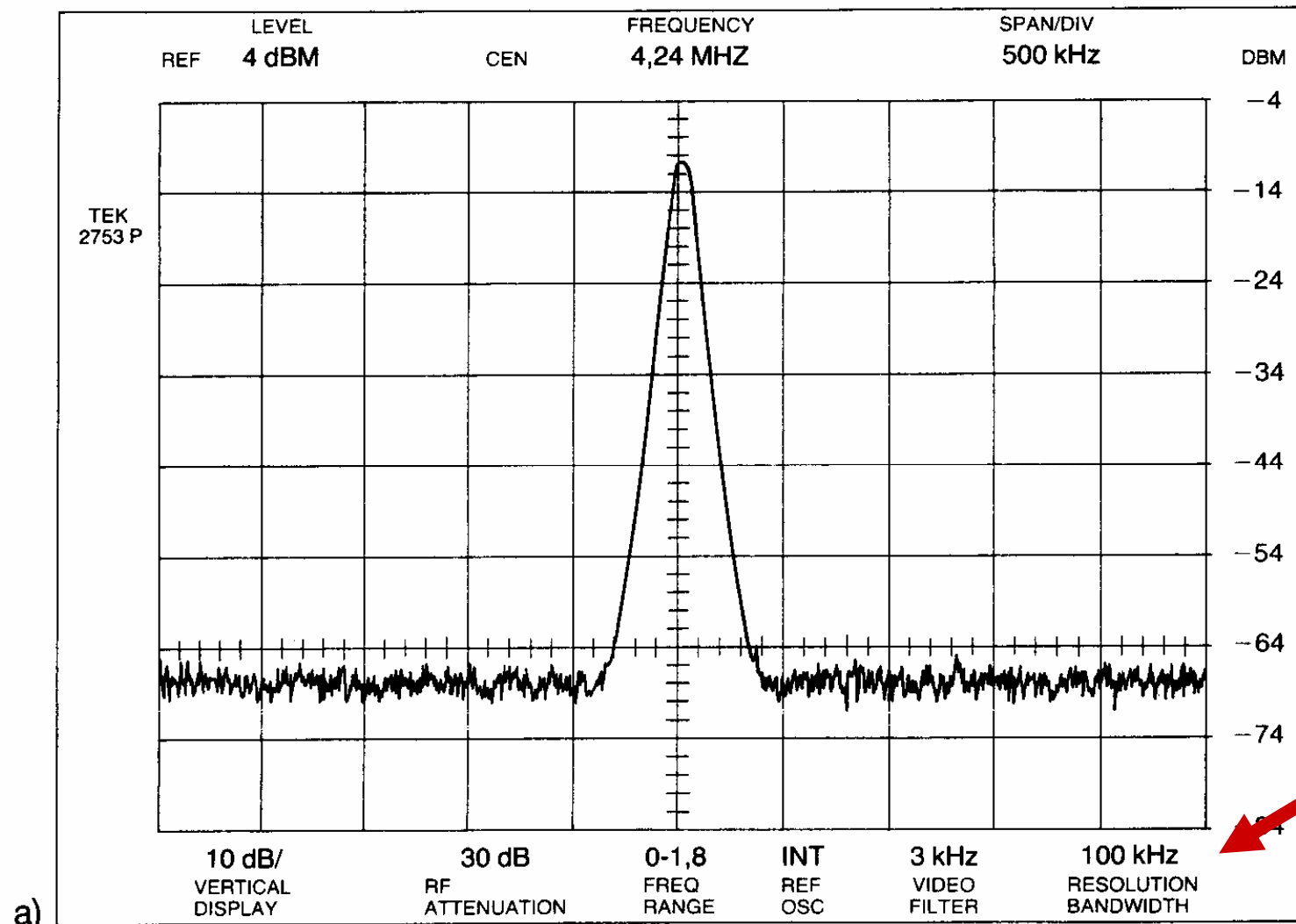
Bedienelemente



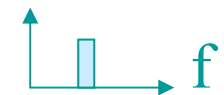
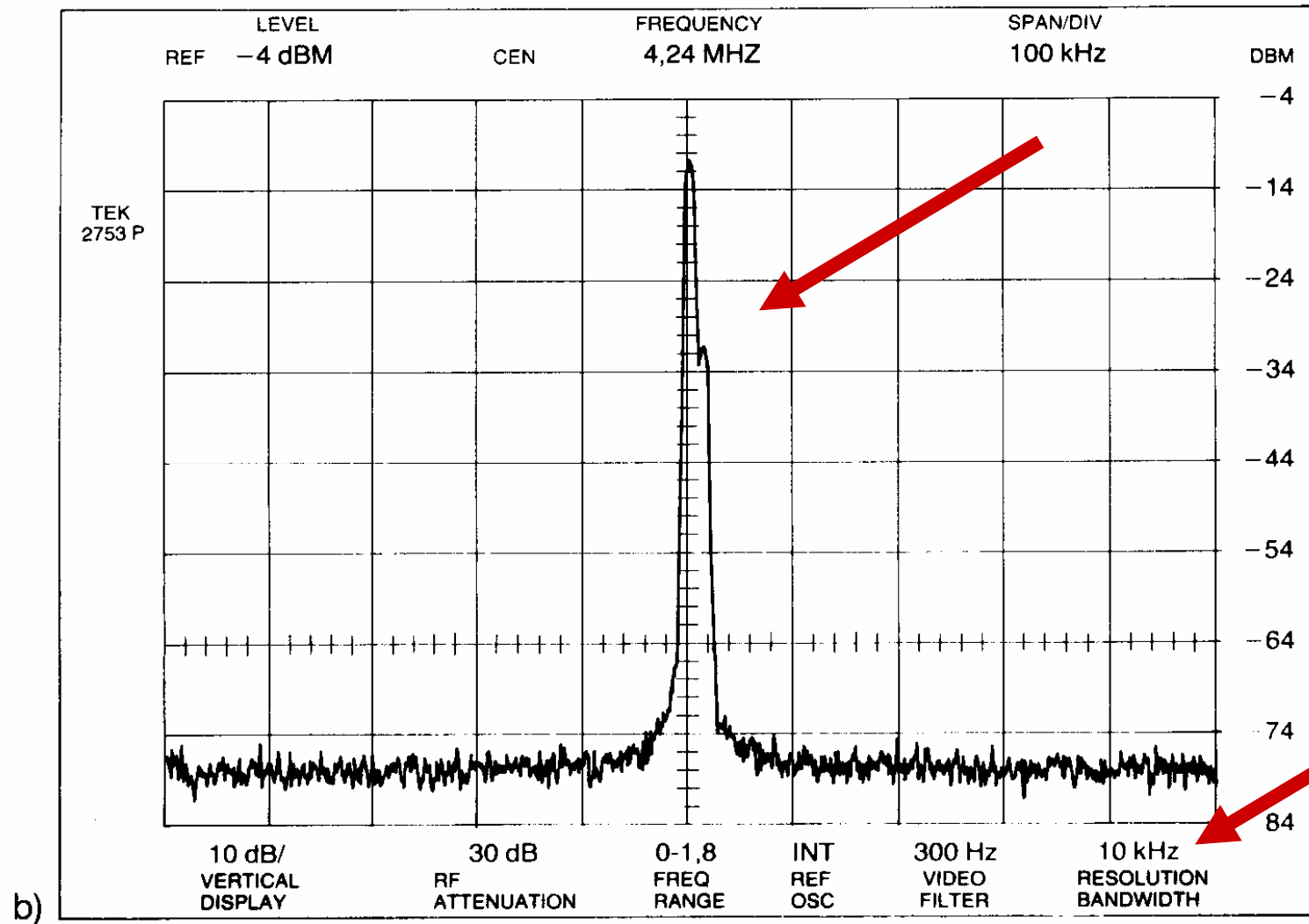
Bildschirmdarstellung



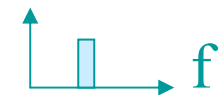
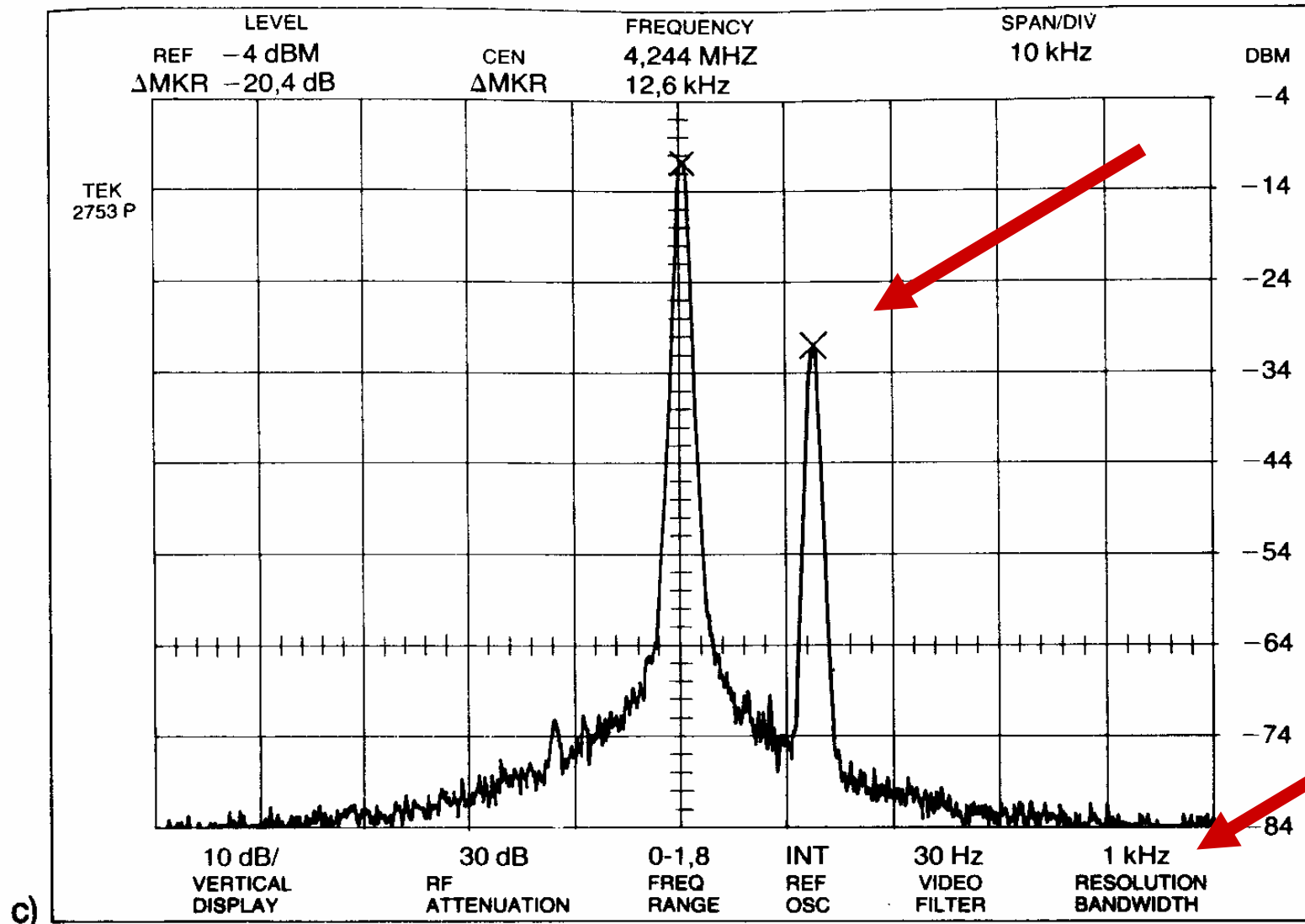
Auflösebandbreite (RBW)



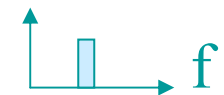
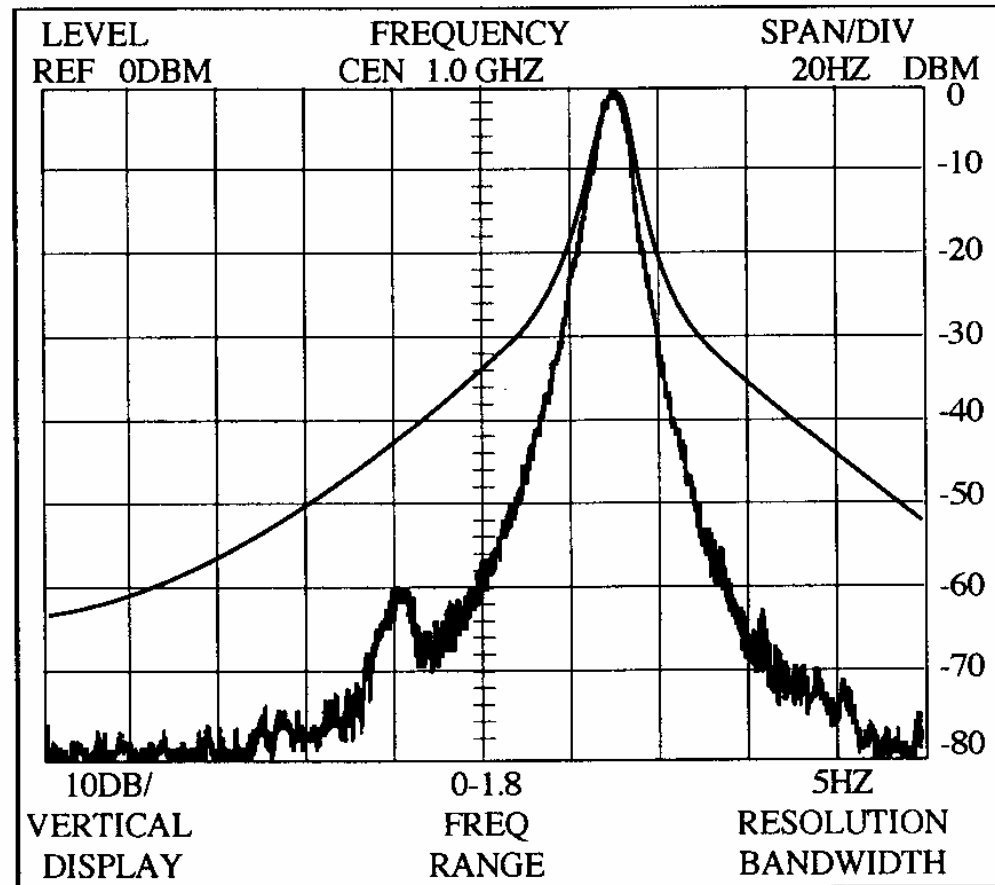
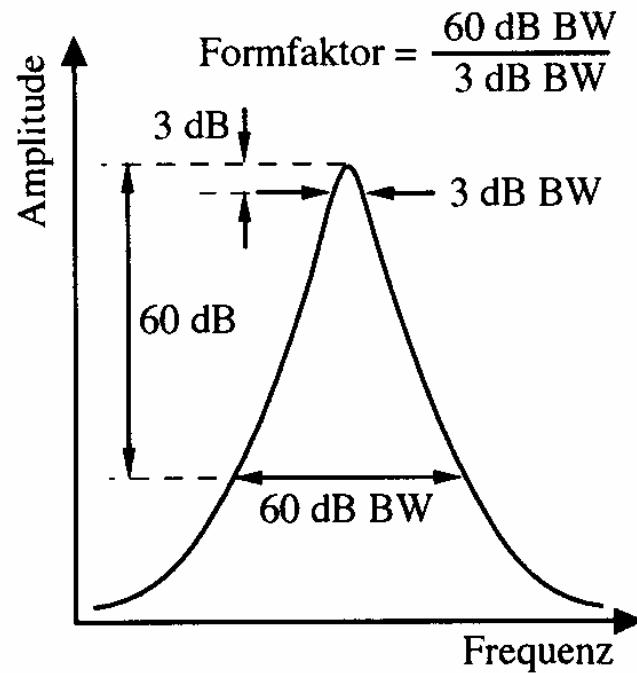
Auflösebandbreite (RBW)



Auflösebandbreite (RBW)

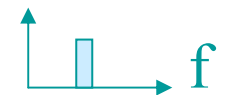


Formfaktor

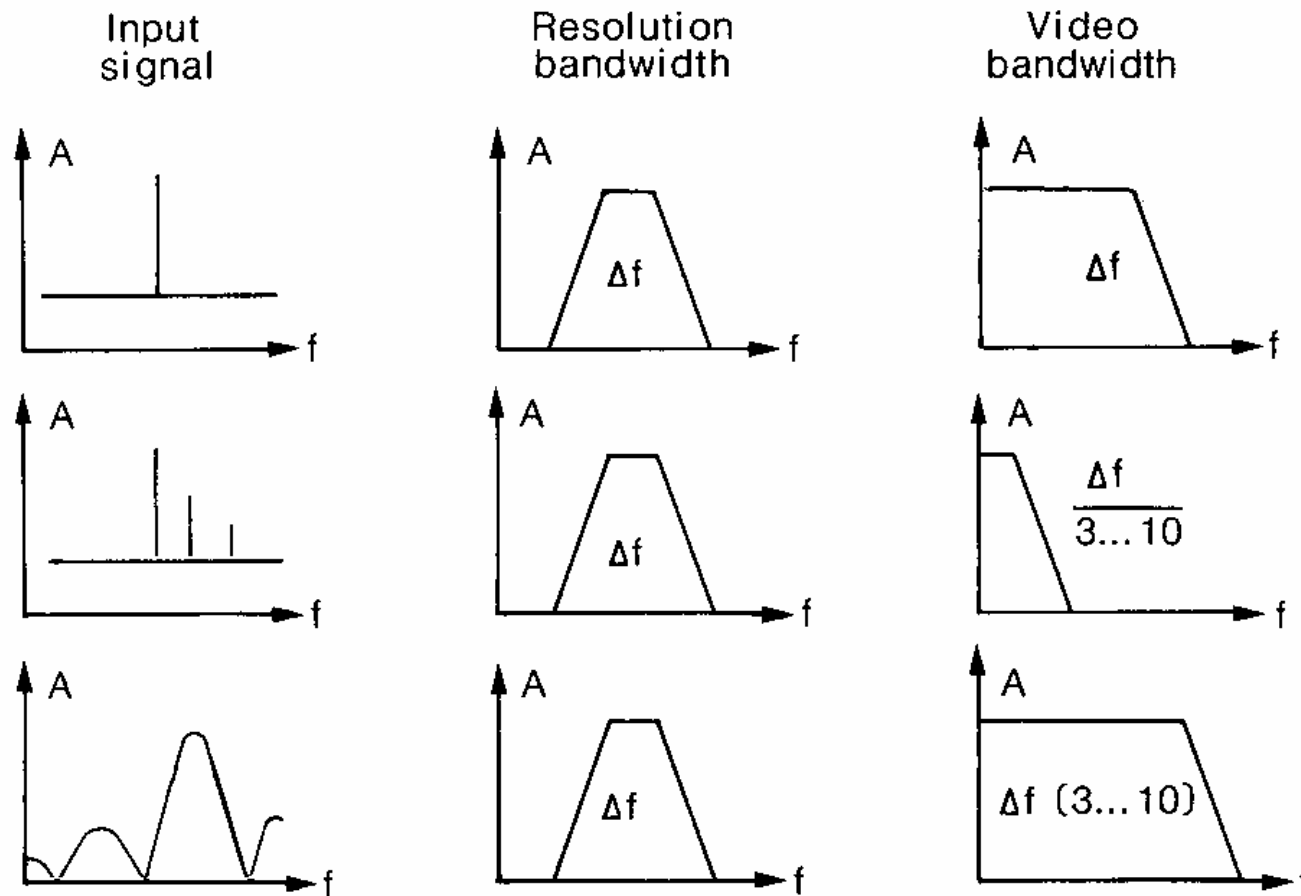


Video - Bandbreite (VBW)

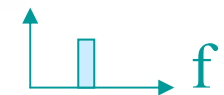
- Tiefpass nach Detektor
- Verringerung des Rauschens der Grundline des Signals
- Empfehlungen zur Bandbreitenwahl



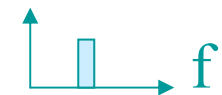
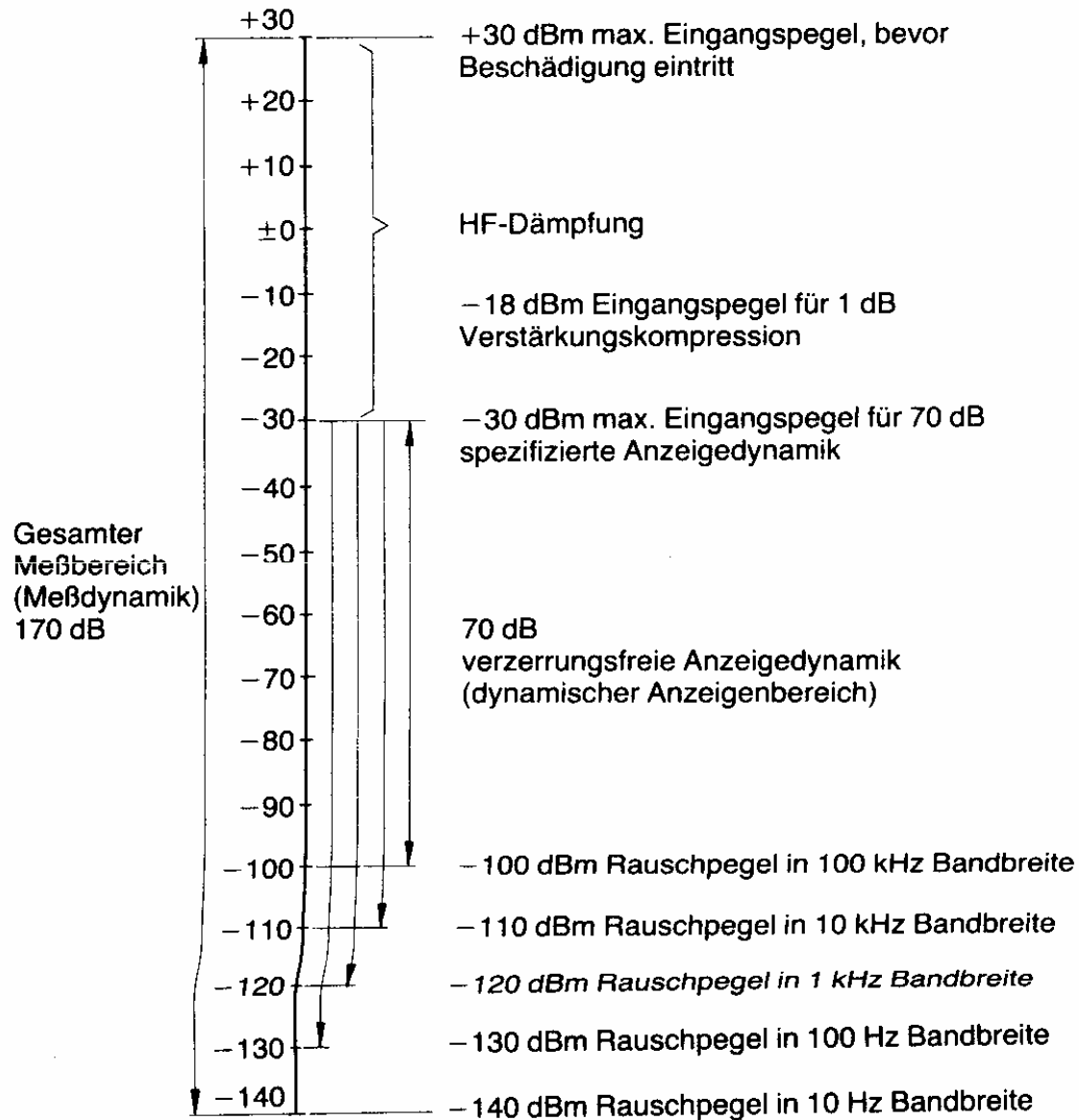
Einstellung RBW, VBW



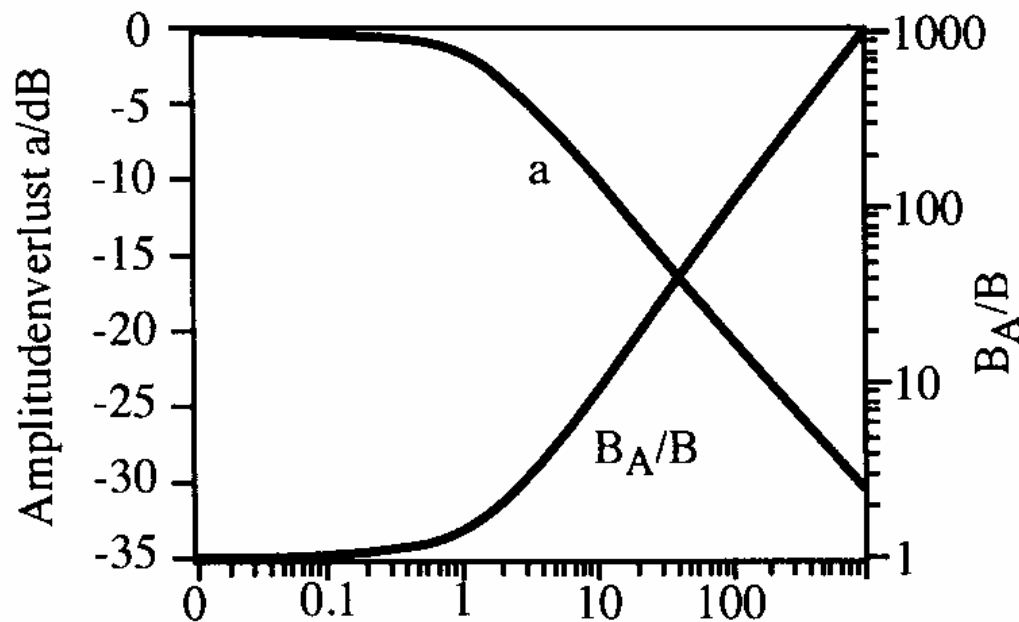
Quelle: R&S - Firmendruckschrift



Dynamikbereich



Wobbelung: Amplituden - und Bandbreiten“fehler“

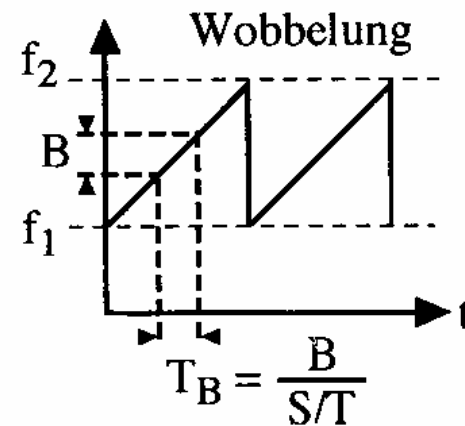


$$\frac{\sqrt{K}/B}{B/(S/T)} = \frac{T_E}{T_B}$$

Einschwingzeit (siehe Gln. (5.9))

Verweilzeit

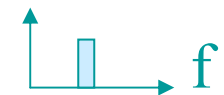
Zur Definition der Verweilzeit T_B :



Gln. (5.9):

$$K = (T_E B)^2$$

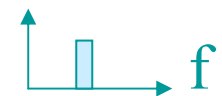
Quelle: Thumm, Wiesbeck, Kern



Wobbelung: Amplituden - und Bandbreiten“fehler“

Bezeichnungen:

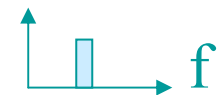
S	Span, Wobbelhub
T	Wobbeldauer
S/T	Wobbelgeschwindigkeit
B	Filterbandbreite
B_A	angezeigte Bandbreite
R_0	statische Auflösebandbreite
R	dynamische Auflösebandbreite



Dynamische Auflösebandbreite

Es gibt eine minimale dynamische Auflösungsbandbreite R . Werden Signale mit kleinerer spektraler Breite $B < R$ vermessen, so ist sowohl die angezeigte spektrale Breite als auch die angezeigte Signalamplitude mit systematischen Fehlern behaftet.

$$\text{Dynamische Auflösebandbreite } R = (S / T)^{1/2}$$

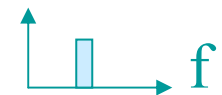


Dynamische Auflösebandbreite

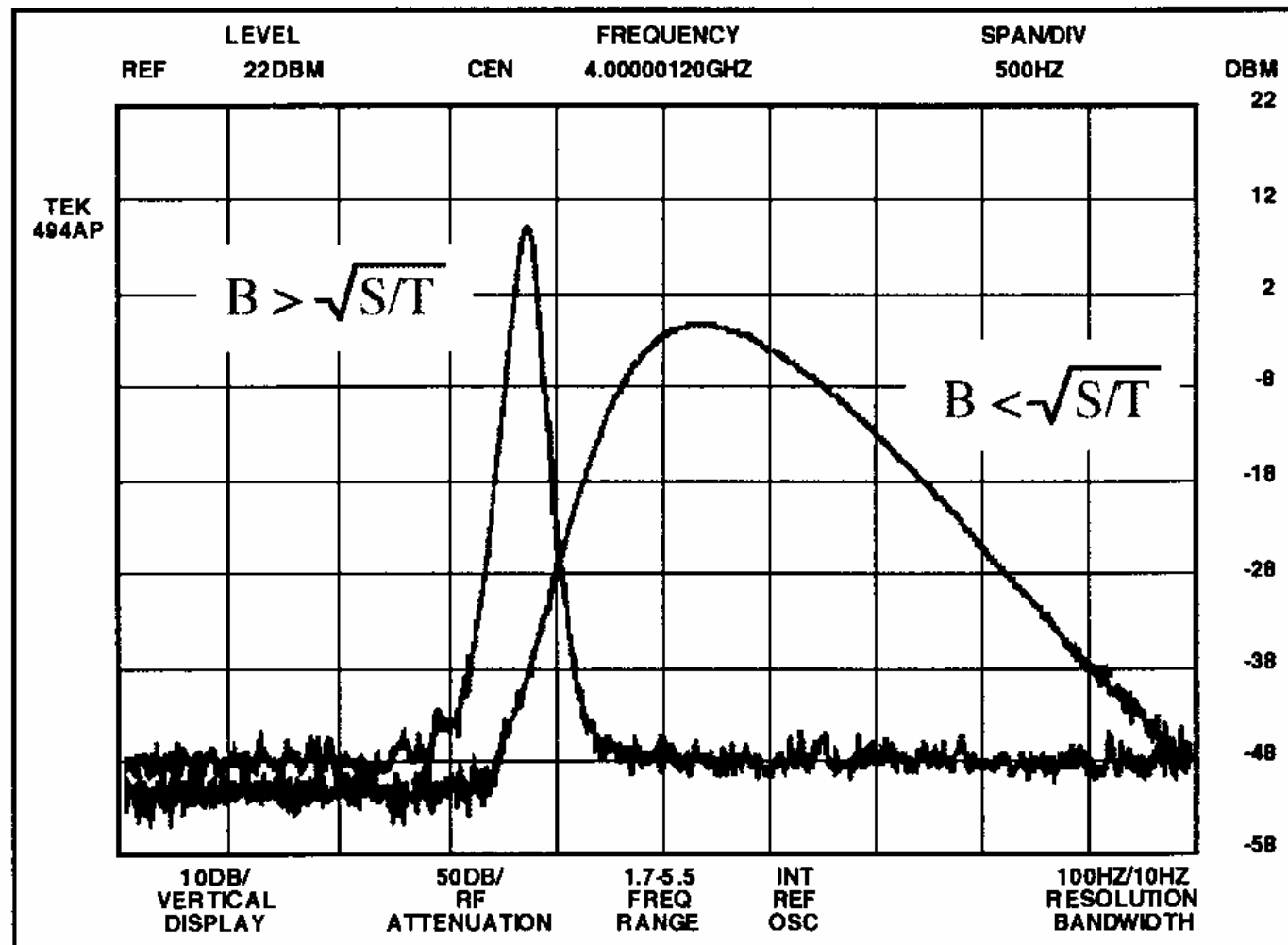
Statische Auflösebandbreite (RBW) R_0
wird bei zu schneller Wobbelung verschlechtert:

$$R_0 < (S / T)^{1/2}$$

außerdem: - Amplitudenverlust und
- angezeigte Frequenz zu hoch oder
zu tief (je nach „Richtung“ der Wobbelung)

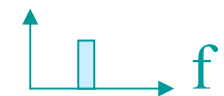


Dynamische Auflösebandbreite

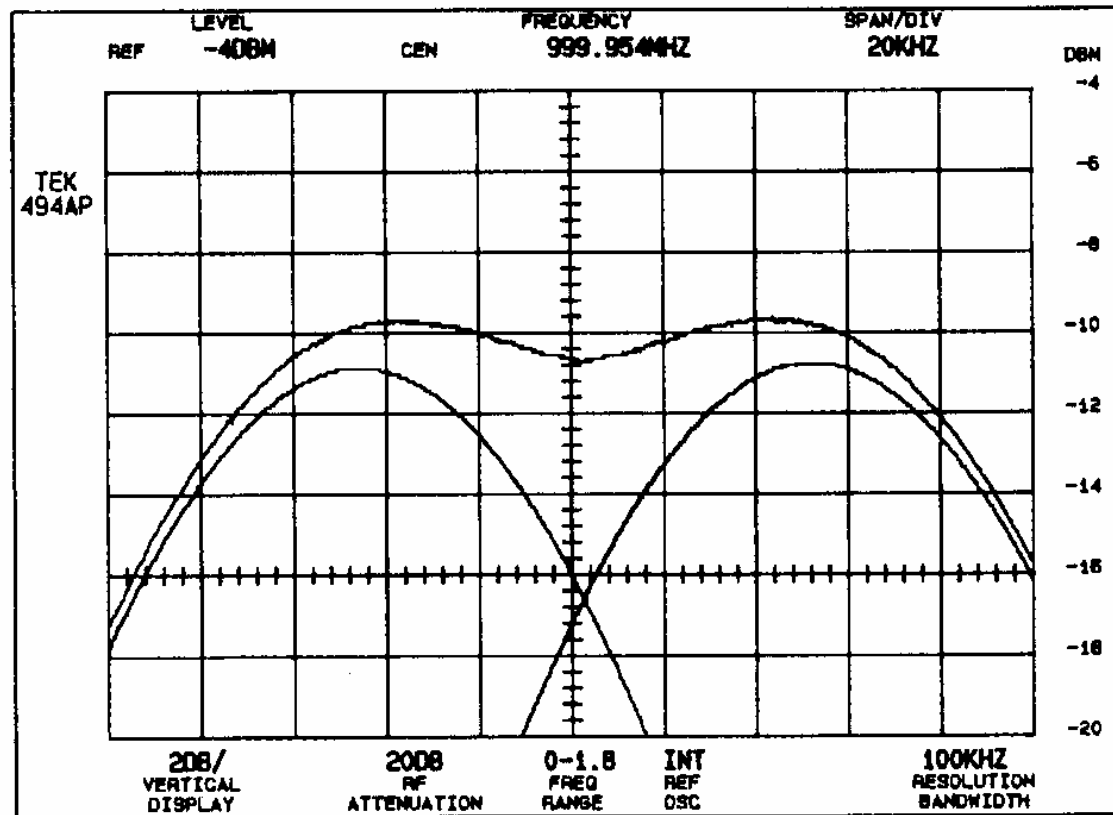


S – Span
T – Wobbel-
dauer

S/T – Wobbel-
geschwindigkeit



Auflösung (Definition)

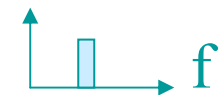


Kriterium:
Einsattelung

$\Delta f = R$ bei 3dB

(hier auch $\Delta f'$ bei
1 dB eingezeichnet)

Signalauflösung bei Signalen gleicher Amplitude



Vergleich FFT-Analysator - Spektrumsanalysator

	FFT-Analysator	Spektrumanalysator
○ Frequenzabtastung	parallel	sequentiell
○ Frequenzmeßbereich	DC bis ca. 100 kHz (Spezialgeräte bis 10 MHz)	5 Hz bis 1200 GHz (keine Analyse nahe 0 Hz)
○ Amplitudenmeßbereich	+ 30 ... ca. -140 dBm	+ 30 ... ca. -150 dBm
○ kleinste spektrale Auflösung	$\ll 1$ Hz	3 Hz
○ fehlerfrei zu analysierende Signalform	transient	periodisch
○ Meßergebnis	Amplitude u. Phase über Frequenz	Amplitude über Frequenz
○ Berechnung von Signalab- hängigkeiten (z. B. Korre- lation)	ja	nein
○ Echtzeitanalyse	ja, mit eingeschränkter Band- breite	nein
○ Vergrößerung der Selektivität	Zeitfenster verlängern	Auflösungsbandbreite ver- kleinern
○ Unterdrückung von Ne- benschwingern	geeignete Fensterfunktion wählen	Reduzierung der Abtastge- schwindigkeit (sweep rate)



Vogel Fachbuch

Meßtechnik

Werner Schnorrenberg

Spektrumanalyse



VOGEL

Literatur

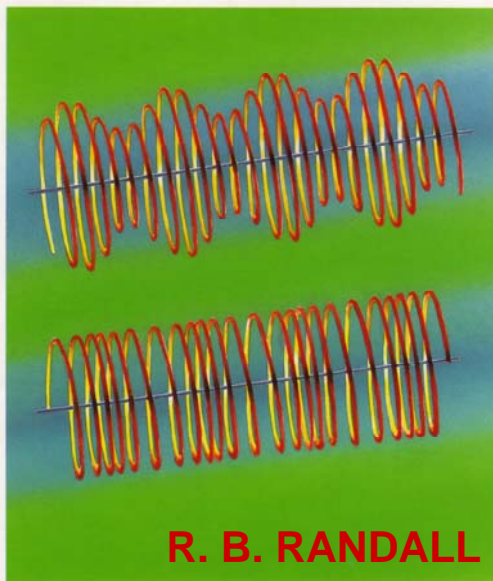
Thumm, M.; Wiesbeck, W.;
Kern, St.:
Hochfrequenzmeßtechnik.
Stuttgart: Teubner, 1997

Schwab, A. J.: Elektro-
magnetische Verträglichkeit.
Berlin; ...; Tokio: Springer,
1996



Literatur

Frequency analysis



Brüel & Kjær 

Firmenschriften:

Agilent

Rohde & Schwarz

Application Notes:

Agilent

Rohde & Schwarz

RAUSCHER, Chr.:

Grundlagen der

Spektralanalyse

R&S München 2004

