

Überblick zu Kapitel 1 des Buches „Modulationsverfahren“

Dieses Buch behandelt mit *Modulation* und *Demodulation* zwei klassische und wichtige Verfahren der Nachrichtentechnik, die zum einen bereits eine sehr lange Tradition haben, sich aber andererseits stets weiter entwickeln. Bevor in den folgenden Kapiteln die analoge Amplituden- und Winkelmodulation sowie die heute wichtigeren digitalen Modulationsverfahren im Detail beschrieben werden, sollen in diesem ersten Kapitel die für alle Systeme gleichermaßen gültigen Definitionen und Beschreibungsgrößen erläutert werden. Dieses Kapitel behandelt im Einzelnen:

- die *Zielsetzungen* von Modulation und Demodulation,
- die Unterschiede und Gemeinsamkeiten von *analogen* und *digitalen* Modulationsverfahren,
- das *Signal–zu–Stör–Leistungsverhältnis* als ein sehr allgemeines Qualitätskriterium,
- die *linearen* und *nichtlinearen Verzerrungen* aufgrund von Modulation/Demodulation,
- die Degradation bei Vorhandensein *stochastischer Störungen* – zum Beispiel Rauschen,
- ein *gemeinsames Modell* zur Beschreibung von Amplituden- und Winkelmodulation,
- die Beschreibung durch das *analytische Signal* und das *äquivalente Tiefpass-Signal*.

Die theoretischen Grundlagen werden auf 23 Bildschirmseiten verdeutlicht. Außerdem beinhaltet dieses Kapitel noch 28 Grafiken, vier Aufgaben und vier Zusatzaufgaben mit insgesamt 41 Teilaufgaben sowie sieben Lernvideos (LV) und vier Interaktionsmodule (IM):

- **Lineare & nichtlineare Verzerrungen** (LV, Grundlagen, 3–tlg, Dauer 3:50 – 6:30 – 6:00)
- **Analoge und digitale Signale** (LV, Kapitel 1.1, 2–tlg: Dauer 3:50 – 3:40)
- **Der AWGN-Kanal – Teil 1** (LV, Kapitel 1.2, Dauer 6:00)
- **Der AWGN-Kanal – Teil 2** (LV, Kapitel 1.2, Dauer 5:15)
- **Der AWGN-Kanal – Teil 3** (LV, Kapitel 1.2, Dauer 6:15)
- **Harmonische Schwingungen** (LV, Kapitel 1.3, 2–tlg, Dauer 4:33 – 6:15)
- **Eigenschaften von TP- und BP-Signalen** (LV, Kapitel 1.3, Dauer 5:16)
- **Lineare Verzerrungen bei periodischen Signalen** (IM, Grundlagen)
- **Einfluss einer Bandbegrenzung bei Sprache und Musik** (IM, Grundlagen)
- **Zeigerdiagramm – Darstellung des analytischen Signals** (IM, Kap. 1.3 ff.)
- **Ortskurve – Darstellung des äquivalenten TP-Signals** (IM, Kap. 1.3 ff.)

Literatur: [Joh92] – [Kam04] – [Lin05] – [Mäu85] – [Mäu88] – [Mül79] – [Pro01] – [Söd05]

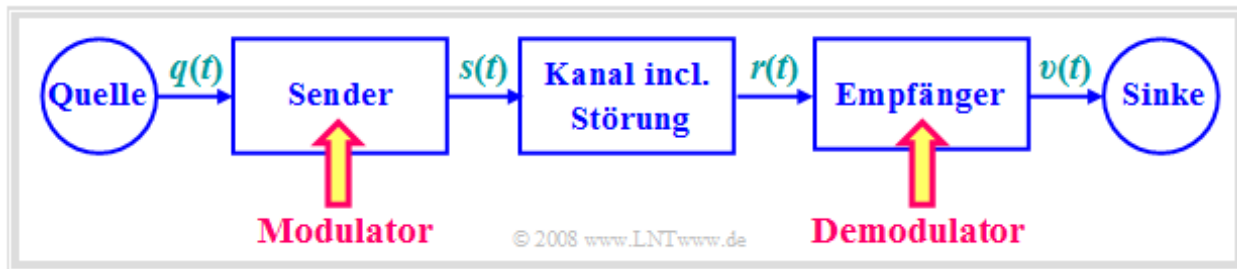
Weitere Informationen zum Thema sowie grafikbasierte Simulationsprogramme und Aufgaben mit ausführlichen Musterlösungen finden Sie im Versuch „Analoge Modulationsverfahren“ des Praktikums *Simulation digitaler Übertragungssysteme* von Prof. Günter Söder (Lehrstuhl für Nachrichtentechnik) für Studierende der Elektro- und Informationstechnik an der TU München.

Herunterladen des Windows–Programms „AMV“ (Zip–Version)

Herunterladen der dazugehörigen Texte (PDF–Datei)

Betrachtetes Nachrichtenübertragungssystem

Im gesamten Buch wird von folgendem Blockschaltbild ausgegangen:



Hierzu ist anzumerken:

- Das zur Übertragung anstehende Quellsignal $q(t)$ sei ein Analogsignal, zum Beispiel Sprache, Musik oder der Ausgang einer (analogen) Videokamera. Das zugehörige Spektrum $Q(f)$ sei auf den Frequenzbereich $|f| \leq B_{\text{NF}}$ begrenzt, wobei der Index für „Niederfrequenz“ steht.
- Der Kanal kann eine elektrische Leitung (Koaxialkabel, Twisted Pair, usw.), ein Lichtwellenleiter (Multimode- bzw. Monomode-Glasfaser) oder eine Funkverbindung (Richtfunk, Satellitenfunk, Mobilfunk, usw.) sein und wird hier durch seinen **Frequenzgang** $H_K(f)$ beschrieben.
- Der mittlere Block in obigem Bild beinhaltet auch Störungen (Interferenzen, Übersprechen anderer Nutzer, Impulsstörungen durch Starkstromleitungen, etc.) und Rauschquellen wie Widerstands- und Halbleiterrauschen. Diese werden durch das **Störleistungsdichtespektrum** $\Phi_n(f)$ erfasst.
- Aufgabe eines solchen Nachrichtenübertragungssystems ist es, die im Quellsignal $q(t)$ enthaltene Nachricht bzw. Information – man beachte die **unterschiedliche Bedeutung** dieser zwei Größen – zur räumlich entfernten Sinke zu übertragen mit der Maßgabe, dass sich das Sinkensignal $v(t)$ „möglichst wenig“ von $q(t)$ unterscheidet.
- Ein häufig auftretendes Problem ist, dass der Übertragungskanal für die direkte Übertragung des Quellsignals $q(t)$ ungeeignet ist, da dieses für ihn ungünstige Frequenzen beinhaltet. So kann ein Musiksignal mit Frequenzen bis ca. 15 kHz nicht direkt per Funk übertragen werden, da eine Funkausbreitung erst ab etwa 100 kHz möglich ist.
- Abhilfe schafft hier nur eine Signalumsetzung beim Sender, die man **Modulation** nennt. Das Ausgangssignal des Modulators wird im Folgenden einheitlich als das Sendesignal $s(t)$ bezeichnet. Dieses liegt im Allgemeinen bei höheren Frequenzen als das Quellsignal $q(t)$.
- Die **Demodulation** ist die Signalmrücksetzung beim Empfänger, um aus dem hochfrequenten Empfangssignal $r(t)$ das niederfrequente Sinkensignal $v(t) \approx q(t)$ zu gewinnen. Bei realem Kanal ist aufgrund des stets vorhandenen Rauschens $n(t)$ das Wunschergebnis $v(t) = q(t)$ nicht möglich.

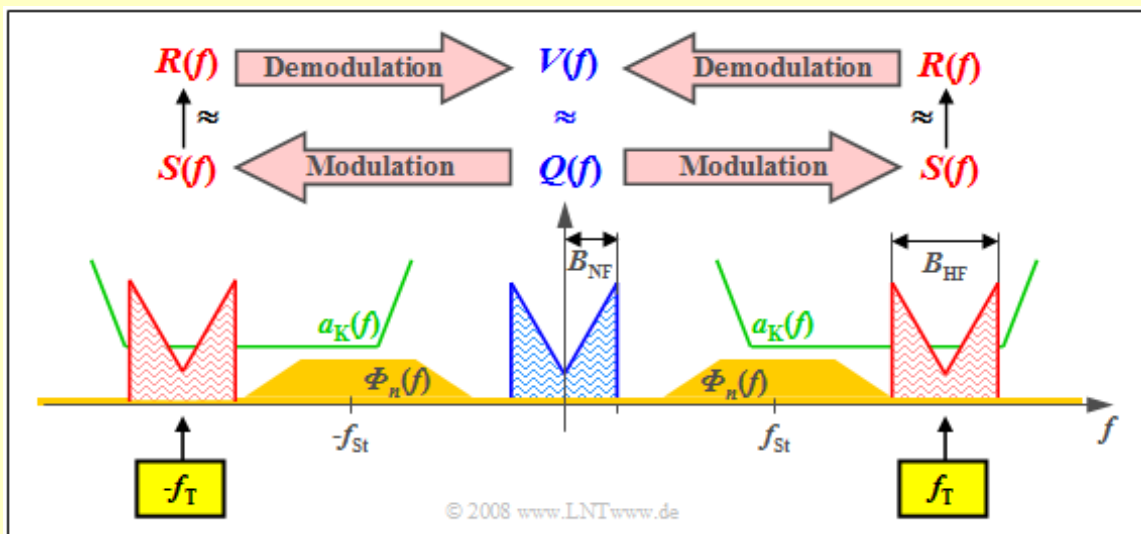
Anpassung an Übertragungskanal und Störspektrum

Die vorrangige Aufgabe der Modulation (im hier gemeinten Sinne) ist es, das Nachrichtensignal durch Zusetzen eines höherfrequenten Trägersignals mit der Trägerfrequenz f_T in eine andere Frequenzlage

- mit günstigerem Frequenzgang $H_K(f)$ und/oder
- mit günstigerem Störleistungsdichtespektrum $\Phi_n(f)$

zu verschieben. Weitere Gründe für Modulation/Demodulation werden auf den nächsten Seiten genannt.

Beispiel: Die Grafik zeigt in blau das niederfrequente Spektrum $Q(f)$ mit der Bandbreite B_{NF} . Grün eingezeichnet ist der Dämpfungsverlauf $a_K(f) = -\ln |H_K(f)|$ des Kanals, der hier in einem ausreichend großen Frequenzbereich günstige Eigenschaften mit konstant geringer Dämpfung zeigt.



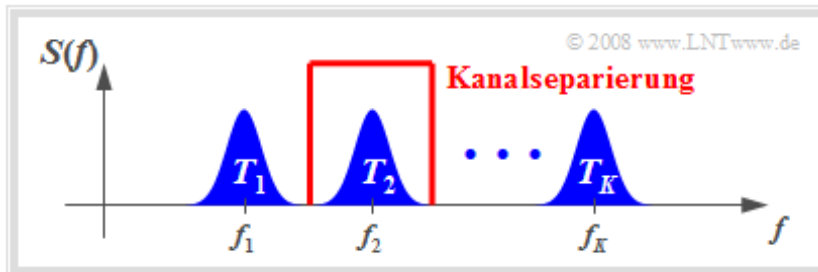
Ockerfarben sehen Sie das Störleistungsdichtespektrum $\Phi_n(f)$, das wegen des thermischen Rauschens im gesamten Frequenzbereich nicht verschwindet und bei unserem konstruierten Beispiel um die Frequenz f_{St} aufgrund äußerer Störungen besonders große Werte annimmt.

Diese Randbedingungen machen deutlich:

- Man muss die Trägerfrequenz f_T in etwa so wählen wie eingezeichnet, damit $S(f)$ bestmöglich hinsichtlich Verzerrungen und Störungen/Rauschen übertragen werden kann. Es ergibt sich so ein Frequenzband ausreichender Qualität der Breite $B_{HF} = 2 \cdot B_{NF}$.
- Diese Verschiebung des Quellensignal-Spektrums $Q(f)$ um die Trägerfrequenz f_T nach rechts – und aufgrund der systemtheoretischen Betrachtungsweise beidseitiger Frequenzen auch um den gleichen Abstand nach links – beschreibt die *Modulation*.
- Dagegen versteht man unter *Demodulation* die Signalumsetzung in Gegenrichtung. Ausgehend vom Empfangsspektrum $R(f)$, das sich vom Sendespektrum $S(f)$ aufgrund von Dämpfung und Rauschen zumindest geringfügig unterscheidet, kommt man zur Spektralfunktion $V(f) \approx Q(f)$.

Bündelung von Kanälen – Frequenzmultiplex

Ein weiterer Vorteil der Modulation mit einer **harmonischen Schwingung** als Trägersignal liegt darin, dass ein einziger Übertragungskanal ausreichender Bandbreite von mehreren Teilnehmern gleichzeitig genutzt werden kann. Man spricht dann von **Frequenzmultiplex** bzw. FDM (*Frequency Division Multiplexing*) oder auch von FDMA (*Frequency Division Multiple Access*).



Die Grafik verdeutlicht den Sachverhalt. Über einen physikalischen Kanal entsprechender Bandbreite sollen K Nachrichtensignale gleichzeitig übertragen werden. Die Teilkanäle sind hier mit T_1, \dots, T_K bezeichnet. Man geht folgendermaßen vor:

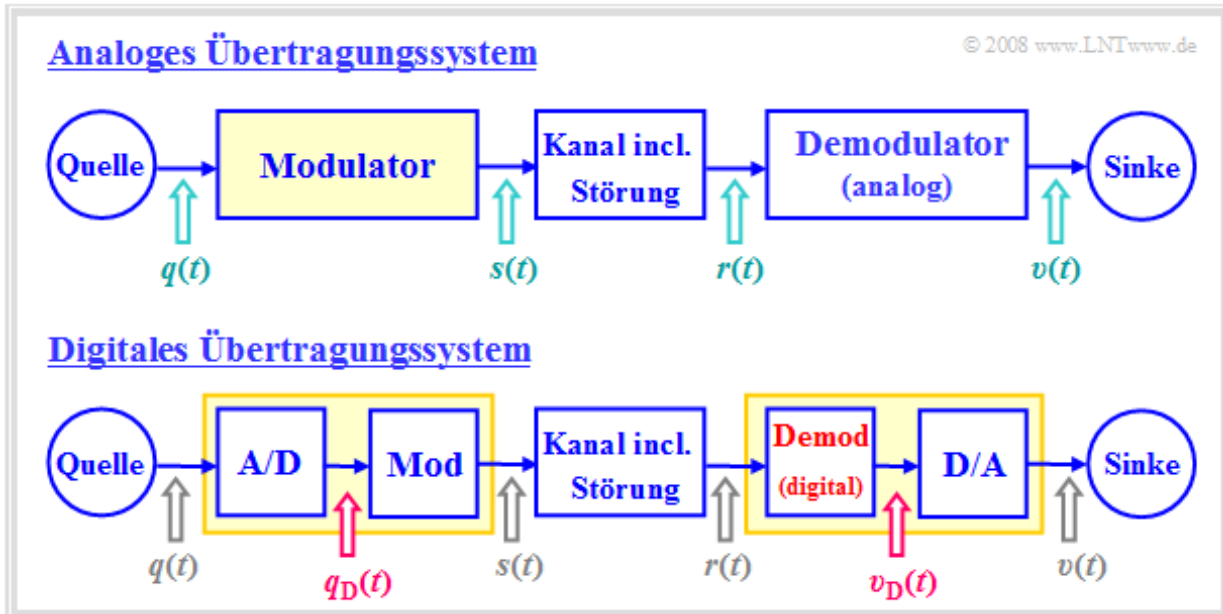
- Man moduliert die Quellensignale $q_1(t), q_2(t), \dots, q_K(t)$ der einzelnen Teilnehmer mit den unterschiedlichen Trägerfrequenzen f_1, f_2, \dots, f_K .
- Man fasst die Signale $s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)$ zu einem Gesamtsignal $s(t)$ zusammen, so dass eine Mehrfachausnutzung der Übertragungseinrichtungen möglich ist.
- Zur Demodulation des Quellensignals $q_k(t)$ verwendet man die spezielle Trägerfrequenz f_k . Durch anschließende Filterung erreicht man $v_k(t) = q_k(t)$. Man nennt den Vorgang *Kanalseparierung*.

Beispiele: Die Frequenzmultiplextechnik wird schon seit vielen Jahrzehnten in der analogen TV- und Rundfunk-Übertragung angewandt. So können ausreichend viele Programme berücksichtigt werden, zum Beispiel im UHF-Band (470 ... 850 MHz) mehr als vierzig TV-Programme im Kanalabstand von 8 MHz. Seit etwa 2004 wird die analoge TV-Übertragung in diesem Frequenzband allerdings mehr und mehr durch den neuen digitalen Video-Standard DVB-T (*Digital Video Broadcast-Terrestrial*) verdrängt, der ebenfalls FDMA nutzt.

In der optischen Übertragungstechnik firmiert das gleiche FDMA-Verfahren unter der Bezeichnung **Wellenlängenmultiplex** bzw. WDM (*Wave-length Division Multiplex*). Damit können über einen einzigen Lichtwellenleiter derzeit (2005) gleichzeitig 160 Digitalsignale à 10 Gbit/s übertragen werden, was einer Gesamtbitrate von 1.6 Tbit/s entspricht.

Analoge und digitale Modulationsverfahren (1)

Für das gesamte Buch „Modulationsverfahren“ wird vorausgesetzt, dass das Quellensignal $q(t)$ und das Sinkensignal $v(t)$ jeweils Analogsignale – also sowohl **zeitkontinuierlich** als auch **wertkontinuierlich** – seien. Damit ist aber noch nicht festgelegt, ob die eigentliche Übertragung analog oder digital erfolgt.

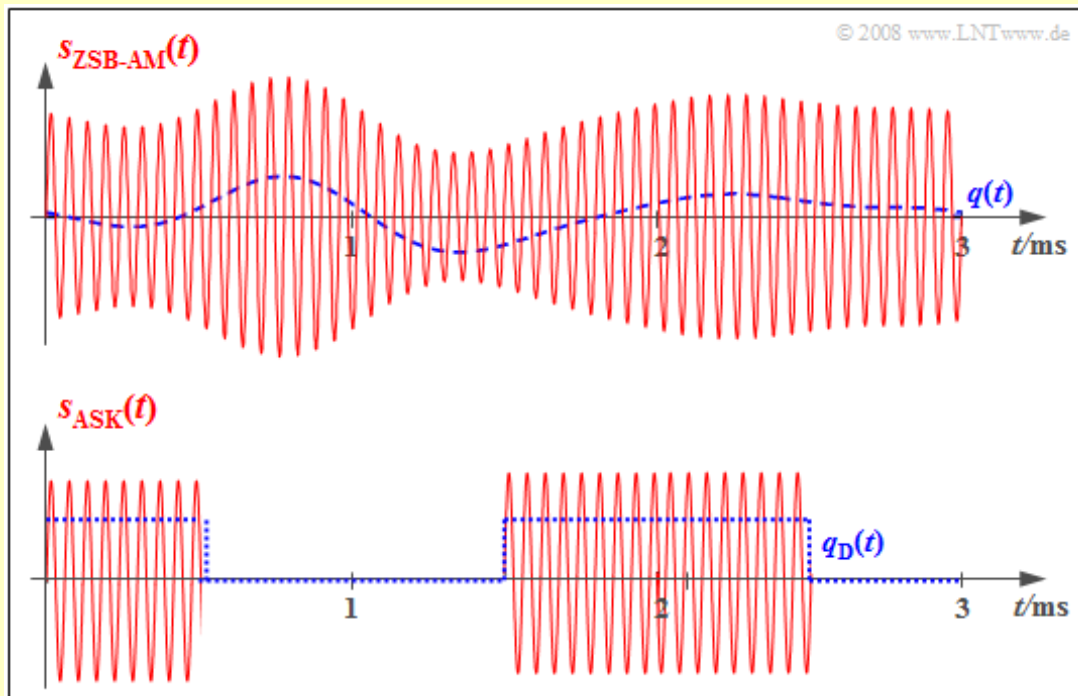


Die beiden Blockschaltbilder verdeutlichen die wesentlichen Unterschiede zwischen einem analogen und einem digitalen Nachrichtenübertragungssystem. Man erkennt:

- Bei analoger Modulation ist das modulierende Signal $q(t)$ immer ein Analogsignal und damit sowohl wert- als auch zeitkontinuierlich.
- Dagegen ist bei digitaler Modulation das Eingangssignal $q_D(t)$ des Modulators stets digital, also sowohl wertdiskret als auch zeitdiskret.
- Bei digitaler Modulation eines Audio- oder Videosignals muss $q(t)$ zunächst A/D-gewandelt werden, was folgende Maßnahmen erfordert: Abtastung – Quantisierung – (PCM-)Codierung.
- Während die Modulatoren der beiden Systeme durchaus gleich sein können, unterscheiden sich die Demodulatoren: Der obere liefert das analoge Signal $v(t)$, der untere das Digitalsignal $v_D(t)$.
- Weiter erkennen wir aus obiger Grafik, dass nach der digitalen Übertragung eines Analogsignals – beispielsweise Audio oder Video – noch eine D/A-Wandlung erfolgen muss.

Analoge und digitale Modulationsverfahren (2)

Beispiel: Die beiden Grafiken zeigen die jeweiligen Eingangs- und Ausgangssignale des Modulators bei einem analogen und einem digitalen Übertragungssystem.



Beim System oben steckt die Information über das analoge Quellsignal $q(t)$ direkt in der Amplitude (Hüllkurve) des modulierten Signals $s(t)$. Es handelt sich hierbei um das analoge Modulationsverfahren **Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit Träger**, das in Kapitel 2.1 beschrieben wird.

Im unteren Bild ist das Modulatoreingangssignal $q_D(t)$ digital und aus dem analogen Quellsignal $q(t)$ durch Abtastung, Quantisierung und PCM-Codierung entstanden – siehe **Kapitel 4.1**. Das modulierte Signal $s(t)$ zeigt, dass der Modulator eine ähnliche Funktionalität aufweist wie im oberen Beispiel. Man bezeichnet diese digitale Variante der Amplitudenmodulation als ASK (*Amplitude Shift Keying*).

Analoge Modulationsverfahren haben derzeit (2005) vor allem für die Verbreitung von Rundfunk- und Fernsehprogrammen noch eine gewisse Bedeutung, werden aber auch in diesem Bereich mehr und mehr durch entsprechende Digitalverfahren verdrängt. Trotzdem nehmen die Analogverfahren in diesem Buch einen breiteren Raum – **Kapitel 2** und **Kapitel 3** – ein. Die Gründe hierfür sind:

- Aufgrund der hohen Kosten bei der Umrüstung bestehender sowie der Einführung neuer Systeme werden auch für die Analogsysteme noch längere Laufzeiten prognostiziert.
- Viele Komponenten eines Analogsystems werden ebenso bei den digitalen Modulationsverfahren benötigt, zum Beispiel der in beiden Varianten verwendete Synchrondemodulator.
- Die typische Vorgehensweise bei der Untersuchung nachrichtentechnischer Aspekte lässt sich bei Analogsystemen umfassender – und oft auch verständlicher – erklären als bei Digitalsystemen.

Bevor wir uns den digitalen Modulationsverfahren zuwenden, folgen einige Daten zur geschichtlichen Entwicklung der analogen Modulation.

Zur Entwicklung der analogen Modulationsverfahren

Meilensteine für die Entwicklung der analogen Modulationsverfahren auf Trägerfrequenzbasis waren:

- Einführung des regulären Rundfunkdienstes (1923)
- Beginn der Trägerfrequenztelefonie (1923)
- Einführung des regulären Fernsehdienstes (1935)
- Erste Satellitenübertragung (1945)
- Einführung des NTSC–Farbfernsehens (1953)
- Einführung des PAL–Farbfernsehens (1967)

Voraussetzungen für diese Entwicklungen waren u. A. folgende Erfindungen in der Vergangenheit:

- Elektrische Übertragung von Sprache – **Philip Reis** – 1861
- Erstes kommerziell nutzbares Telefon – **Alexander Graham Bell** – 1876
- Entwicklung des Zeilenabtastrverfahrens – **Paul Nipkow** – 1884
- Entdeckung der elektromagnetischen Wellen – **Heinrich Hertz** – 1887
- Erfindung der Elektronenröhre – **Robert von Lieben** und **Lee de Forest** – 1906
- Erfindung des Transistors – **William Shockley** , **Walter Brattain** und **John Bardeen** – 1948

Vorteile der digitalen Modulationsverfahren

Die Vorteile der digitalen Modulationsverfahren sind vielfältig:

- Die Realisierung eines Digitalsystems kann ebenfalls digital erfolgen und die Schaltungen sind in hohem Maße **integrierbar** (VLSI – *Very Large Scale Integration*).
- Die **Übertragungsqualität** ist meist sehr gut, da sich (Rausch-) Störungen nur dann bemerkbar machen, wenn sie größer als ein vorgegebener Schwellenwert sind.
- Wegen der möglichen Signalregenerierung in regelmäßigen Abständen durch sog. **Regeneratoren** können sehr große Entfernungen mit hinreichend guter Übertragungsqualität überbrückt werden.
- Die **Datenübertragung** – zum Beispiel zwischen Server und Client – bietet sich in digitaler Form an, da jedes Datensignal bereits digital ist. Analogsignale werden vor der Übertragung digitalisiert.
- Durch die **einheitliche Übertragung** von Sprach-, Bild- und Datensignalen ist es möglich, ein gemeinsames und leistungsfähiges Netz für viele Telekommunikationsdienste aufzubauen.
- Es existieren einfache und sehr effiziente Verschlüsselungs- und **Datensicherungsmechanismen** für Digitalsignale, was eine wichtige Voraussetzung für sicherheitskritische Anwendungen ist.
- Bei einem Digitalsystem können – eventuell zusätzlich zu Frequenzmultiplex – auch die Vorteile von **Zeitmultiplexverfahren** genutzt werden, die nachfolgend beschrieben werden.

Alle in den letzten Jahren entwickelten Systeme sind digital, zum Beispiel:

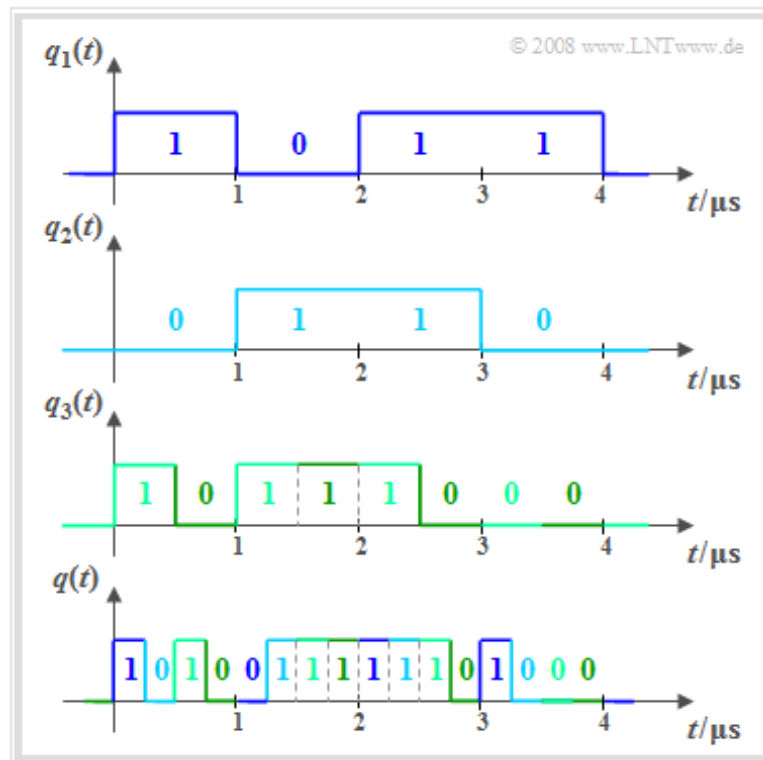
- CD (*Compact Disc*) – digitales Speichermedium (Philips, 1982),
- DECT (*Digital European Cordless Telephone*) – schnurloses Telefon (1992),
- GSM (*Global System for Mobile Communication*) – europäisches Mobilfunksystem (1992),
- ISDN (*Integrated Services Digital Network*) – digitales Telefonnetz (in Europa 1993),
- DAB (*Digital Audio Broadcast*) – digitaler Rundfunk (2001),
- DVB (*Digital Video Broadcast*) – digitales Fernsehen (2002),
- DSL (*Digital Subscriber Line*) – schnelle Rechnerkopplung (2002),
- UMTS (*Universal Mobile Telephone System*) – Mobilfunk der 3. Generation (2003),
- LTE (*Long Term Evolution*) – Mobilfunk der 4. Generation (2011).

Die Zahlen in Klammern geben jeweils die Jahreszahl des ersten Einsatzes an. Meistens hat es von der Erfindung über die Standardisierung bis hin zur Entwicklung eines einsatzfähigen Systems mehr als ein Jahrzehnt gedauert.

In **Kapitel 4** dieses Buches sind die digitalen Modulationsverfahren zusammenfassend dargestellt. Eine detaillierte Beschreibung – unter anderem die Berechnung der Fehlerwahrscheinlichkeit sowie Aspekte der Systemoptimierung – finden Sie im folgenden Buch „Digitalsignalübertragung“.

Zeitmultiplexverfahren

Bei einem Digitalsystem kann zur gemeinsamen Nutzung eines Übertragungskanals durch mehrere Nutzer neben Frequenzmultiplex auch die Zeitmultiplextechnik eingesetzt werden.

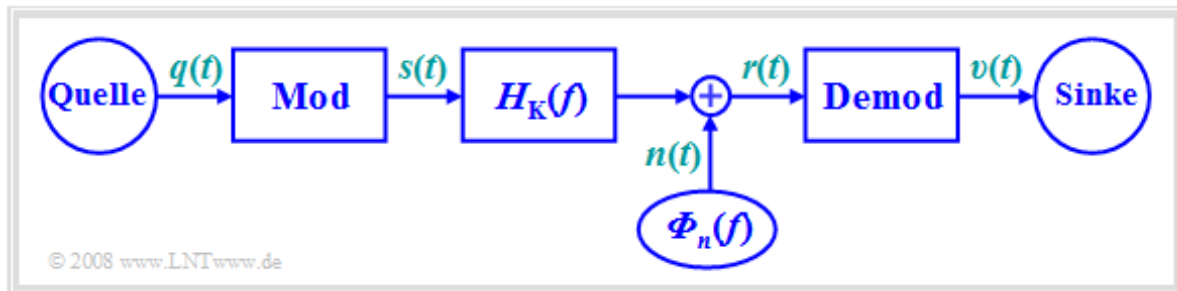


Die Grafik soll das Prinzip an einem Beispiel verdeutlichen:

- Die Quellensignale $q_1(t)$, $q_2(t)$ und $q_3(t)$ sind binär und werden durch die Amplitudenkoeffizienten (0 oder 1) vollständig beschrieben. Es liegt somit eine zeitdiskrete Signaldarstellung vor.
- Die Bitraten der beiden oberen Signale betragen jeweils $R_1 = R_2 = 1/(1\mu\text{s}) = 1 \text{ Mbit/s}$. Dagegen ist die Bitrate von $q_3(t)$ doppelt so groß, also $R_3 = 2 \text{ Mbit/s}$.
- Unten dargestellt ist das Ausgangssignal $q(t)$ einer Zeitmultiplexeinrichtung mit der Gesamtbitrate $R = R_1 + R_2 + R_3 = 4 \text{ Mbit/s}$. Der Bezug zu den Eingangssignalen ist farblich gekennzeichnet.
- Nach der Übertragung von $q(t)$ über den physikalischen Kanal müssen die Teilsignale $v_1(t)$, $v_2(t)$ und $v_3(t)$ beim Empfänger getrennt werden. Man nennt diese Funktionseinheit den Demultiplexer.
- In der Praxis erfolgt das Multiplexen meist nicht bitweise, sondern den Teilnehmern werden in einem festen Raster Zeitschlitze zur Verfügung gestellt, in denen Bitrahmen übertragen werden.

Ideales und verzerrungsfreies System

In allen nachfolgenden Kapiteln wird stets von folgendem Modell ausgegangen:



Die Aufgabe eines jeden Nachrichtenübertragungssystems besteht darin, an der räumlich entfernten Sinke ein Signal $v(t)$ zur Verfügung zu stellen, das sich möglichst wenig vom Quellensignal $q(t)$ unterscheidet. Bei $v(t) = q(t)$ würde man von einem **idealen System** sprechen.

In der Praxis werden sich die Signale $q(t)$ und $v(t)$ stets unterscheiden, wofür es folgende Gründe gibt:

- Nichtideale Realisierung von Modulator und Demodulator,
- lineare Dämpfungs- und Phasenverzerrungen sowie Nichtlinearitäten,
- externe Störungen und stochastische Rauschprozesse,
- frequenzunabhängige Dämpfung und Laufzeit.

Ist nur die letztgenannte Einschränkung wirksam, so liegt ein **verzerrungs- und rauschfreies System** vor, und es gilt:

$$v(t) = \alpha \cdot q(t - \tau).$$

Durch den Dämpfungsfaktor α ist das Sinkensignal $v(t)$ gegenüber dem Quellensignal $q(t)$ nur „leiser“. Auch eine Laufzeit τ ist oft tolerabel, zumindest bei einer unidirektionalen Übertragung. Dagegen wird bei einer bidirektionalen Kommunikation – zum Beispiel einem Telefonat – schon eine Laufzeit von 300 Millisekunden als sehr störend empfunden.

Signal-zu-Stör-Leistungsverhältnis (1)

Im allgemeinen Fall wird sich das Sinkensignal $v(t)$ auch gegenüber $\alpha \cdot q(t - \tau)$ unterscheiden, und es gilt für das Fehlersignal:

$$\varepsilon(t) = v(t) - \alpha \cdot q(t - \tau) = \varepsilon_V(t) + \varepsilon_{St}(t).$$

Dieses setzt sich aus zwei Anteilen zusammen:

- den linearen und nichtlinearen Verzerrungen $\varepsilon_V(t)$, die durch Modulator, Kanal und Demodulator hervorgerufen werden können und deterministisches Verhalten zeigen,
- der stochastischen Komponente $\varepsilon_{St}(t)$, die von der HF-Störung $n(t)$ am Demodulatoreingang herrührt. Im Gegensatz zu $n(t)$ handelt es sich bei $\varepsilon_{St}(t)$ um eine niederfrequente Störung.

Als Maß für die Qualität des Nachrichtensystems wird das **Signal-zu-Stör-Leistungsverhältnis** ρ_v an der Sinke als Quotient der Leistungen (Varianzen) von Nutzanteil $v(t) - \varepsilon(t)$ und Störanteil $\varepsilon(t)$ definiert:

$$P_{v-\varepsilon} = \overline{[v(t) - \varepsilon(t)]^2} = \lim_{T_M \rightarrow \infty} \frac{1}{T_M} \cdot \int_0^{T_M} [v(t) - \varepsilon(t)]^2 dt,$$

$$P_\varepsilon = \overline{\varepsilon^2(t)} = \lim_{T_M \rightarrow \infty} \frac{1}{T_M} \cdot \int_0^{T_M} \varepsilon^2(t) dt$$

$$\Rightarrow \rho_v = \frac{P_{v-\varepsilon}}{P_\varepsilon}.$$

Für die Leistung des Nutzanteils erhält man unabhängig von der Laufzeit τ :

$$P_{v-\varepsilon} = \overline{[v(t) - \varepsilon(t)]^2} = \overline{\alpha^2 \cdot q^2(t - \tau)} = \alpha^2 \cdot P_q.$$

Hierbei bezeichnet P_q die Leistung des Quellensignals $q(t)$:

$$P_q = \lim_{T_M \rightarrow \infty} \frac{1}{T_M} \cdot \int_0^{T_M} q^2(t) dt.$$

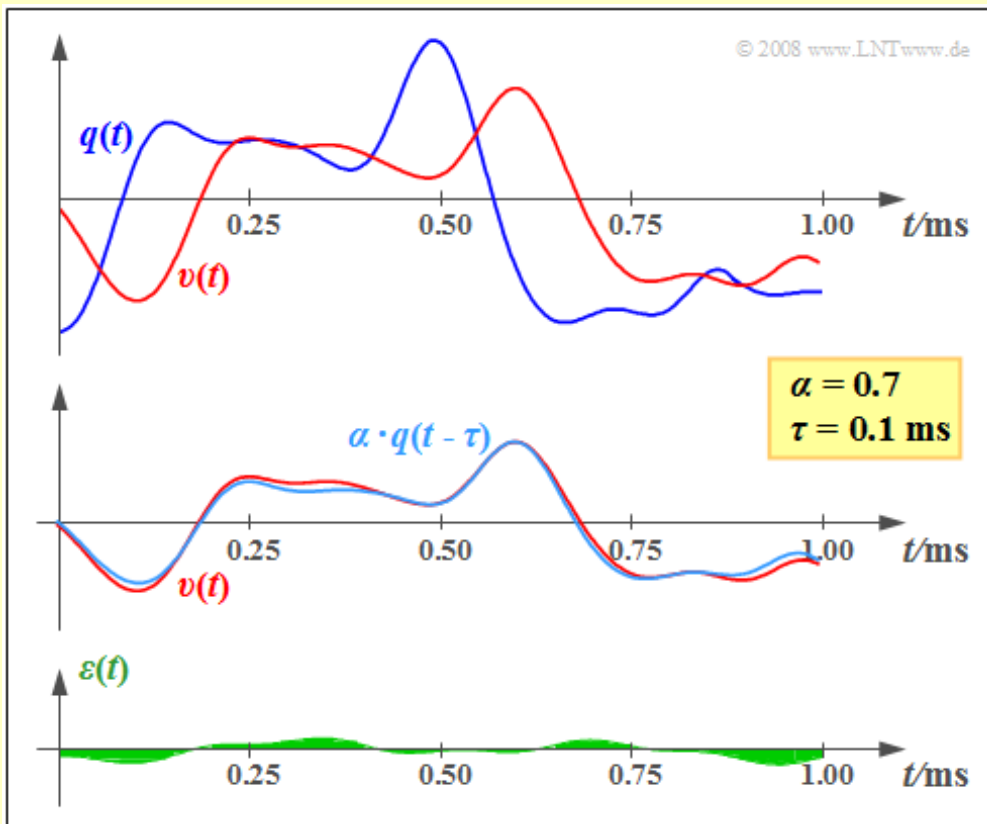
Damit erhält man:

$$\rho_v = \frac{\alpha^2 \cdot P_q}{P_\varepsilon} \Rightarrow 10 \cdot \lg \rho_v = 10 \cdot \lg \frac{\alpha^2 \cdot P_q}{P_\varepsilon}.$$

Im Folgenden bezeichnen wir ρ_v kurz als das Sinken-SNR (*Signal-to-Noise-Ratio*) und $10 \cdot \lg \rho_v$ als den **Sinken-Störabstand**, der bei Verwendung des Zehner-Logarithmus (\lg) in dB angegeben wird.

Signal-zu-Stör-Leistungsverhältnis (2)

Beispiel: Nachfolgend sehen Sie einen beispielhaften Ausschnitt des (blauen) Quellensignals $q(t)$ und des (roten) Sinkensignals $v(t)$, die sich deutlich voneinander unterscheiden.



Die mittlere Grafik macht jedoch deutlich, dass der wesentliche Unterschied zwischen $q(t)$ und $v(t)$ auf den Dämpfungsfaktor $\alpha = 0.7$ und die Laufzeit $\tau = 0.1$ Millisekunden zurückzuführen ist.

Die untere Skizze zeigt das verbleibende Fehlersignal $\varepsilon(t) = v(t) - \alpha \cdot q(t - \tau)$ nach Korrektur von Dämpfung und Laufzeit. Der quadratische Mittelwert (Varianz) dieses Signals ist die Störleistung P_ε .

Zur Berechnung des Sinken-SNR ρ_v muss P_ε in Bezug zur Nutzleistung $\alpha^2 \cdot P_q$ gesetzt werden. Diese ergibt sich als die Varianz des in der mittleren Grafik hellblau eingezeichneten Signals $\alpha \cdot q(t - \tau)$. Mit den für diese Grafik vorausgesetzten Kenngrößen

$$\alpha = 0.7 \Rightarrow \alpha^2 \approx 0.5, \quad P_q = 8 \text{ V}^2, \quad P_\varepsilon = 0.04 \text{ V}^2$$

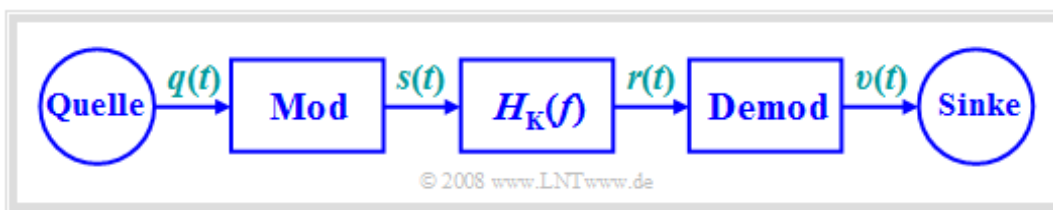
ergibt sich das Sinken-SNR $\rho_v \approx 100$ bzw. der Sinken-Störabstand $10 \cdot \lg \rho_v \approx 20$ dB.

Das Fehlersignal $\varepsilon(t)$ – und damit auch das Sinken-SNR ρ_v – berücksichtigt alle Unzulänglichkeiten des betrachteten Nachrichtenübertragungssystems (Verzerrungen, externe Störungen, Rauschen, usw.). Im Folgenden werden wir aus Darstellungsgründen die unterschiedlichen Effekte getrennt betrachten.

Untersuchungen im Hinblick auf Signalverzerrungen

Alle in den folgenden Kapiteln beschriebenen Modulationsverfahren führen bei nichtidealen Bedingungen zu Verzerrungen, das heißt zu einem Sinkensignal $v(t) \neq \alpha \cdot q(t - \tau)$, das sich nicht nur durch eine Dämpfung und eine Laufzeit von $q(t)$ unterscheidet. Für die Untersuchung und Beschreibung dieser Signalverfälschungen gehen wir stets von folgenden Voraussetzungen aus (siehe Grafik):

- Das additive Störsignal $n(t)$ am Kanalausgang (Demodulatoreingang) sei vernachlässigbar klein und wird nicht berücksichtigt.
- Alle Komponenten von Modulator und Demodulator seien linear, ebenso wie der Kanal, der somit durch seinen Frequenzgang $H_K(f)$ vollständig beschrieben wird.



Je nach Art und Realisierung von Modulator und Demodulator treten folgende Signalverfälschungen auf:

- **Lineare Verzerrungen**, entsprechend der Beschreibung in **Kapitel 2.3** des Buches „Lineare zeitinvariante Systeme“. Diese werden weiter in Dämpfungs- und Phasenverzerrungen unterteilt. Lineare Verzerrungen können im Allgemeinen durch einen Entzerrer kompensiert werden, was allerdings bei Vorhandensein einer stochastischen Störung $n(t)$ stets zu einer höheren Störleistung und damit zu einem geringeren Sinken-SNR führt.
- **Nichtlineare Verzerrungen**, die im **Kapitel 2.2** des Buches „Lineare zeitinvariante Systeme“ ausführlich behandelt werden. Diese sind irreversibel und damit eine stärkere Beeinträchtigung als lineare Verzerrungen. Zur quantitativen Erfassung solcher Verzerrungen eignet sich beispielsweise der **Klirrfaktor** K , der mit dem Sinken-SNR in folgendem Zusammenhang steht:

$$\rho_v = 1/K^2.$$

Die Angabe des Klirrfaktors setzt jedoch eine harmonische Schwingung als Quellensignal voraus.

Anzumerken ist, dass die Verzerrungen bezüglich $q(t)$ und $v(t)$ stets dann von nichtlinearer Art sind, wenn der Kanal nichtlineare Komponenten beinhaltet und damit bereits nichtlineare Verzerrungen bezüglich der Signale $s(t)$ und $r(t)$ gegeben sind. Ebenso führen Nichtlinearitäten bei Modulator und Demodulator stets zu nichtlinearen Verzerrungen.

Wir verweisen hier auf drei grundlegende Lernvideos aus dem Buch „LZI-Systeme“:

Eigenschaften des Übertragungskanals (Dauer 5:50)

Einige Anmerkungen zur Übertragungsfunktion (Dauer 9:08)

Lineare und nichtlineare Verzerrungen (3 Teile, Gesamtdauer 16:25)

Einige Anmerkungen zum AWGN-Kanalmodell

Zur Untersuchung des Rauschverhaltens der einzelnen Modulations- und Demodulationsverfahren gehen wir meist vom so genannten AWGN-Kanal aus, wobei die Abkürzung für **Additive White Gaussian Noise** steht und die Eigenschaften dieses Kanalmodells bereits hinreichend beschreibt:

- Das additive Störsignal beinhaltet alle Frequenzanteile gleichermaßen; $n(t)$ besitzt ein konstantes Leistungsdichtespektrum (LDS) und eine diracförmige Autokorrelationsfunktion (AKF):

$$\Phi_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \bullet \text{---} \circ \quad \varphi_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau).$$

Der Faktor 1/2 in diesen Gleichungen berücksichtigt jeweils die zweiseitige Spektraldarstellung.

- Beispielsweise gilt bei thermischem Rauschen für die physikalische Rauschleistungsdichte (das heißt: einseitige Betrachtungsweise) mit der Rauschzahl $F \geq 1$ und der absoluten Temperatur θ :

$$N_0 = F \cdot k_B \cdot \theta, \quad k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K (Boltzmann - Konstante)}.$$

- Bei echt weißem Rauschen würde sich eine unendliche große Leistung ergeben. Deshalb ist stets eine Bandbegrenzung auf B zu berücksichtigen, und es gilt für die wirksame Rauschleistung:

$$N = \sigma_n^2 = N_0 \cdot B.$$

- Die Amplitude n des Störsignals besitzt eine Gaußsche Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF) mit dem Störeffektivwert σ_n :

$$f_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_n} \cdot e^{-n^2/(2\sigma_n^2)}.$$

- Eigentlich ist beim AWGN-Kanal $H_K(f) = 1$ zu setzen. Wir modifizieren dieses Modell für unsere Untersuchungen jedoch in der Form, dass wir eine frequenzunabhängige Dämpfung zulassen:

$$H_K(f) = \alpha_K = \text{const.}$$

Ein solcher frequenzunabhängiger Dämpfungsfaktor führt nicht zu Verzerrungen.

Wir möchten Sie hier gerne auf ein dreiteiliges Lernvideo aus dem Buch „Stochastische Signaltheorie“ hinweisen, in dem die Eigenschaften des AWGN-Kanals sehr detailliert beschrieben sind:

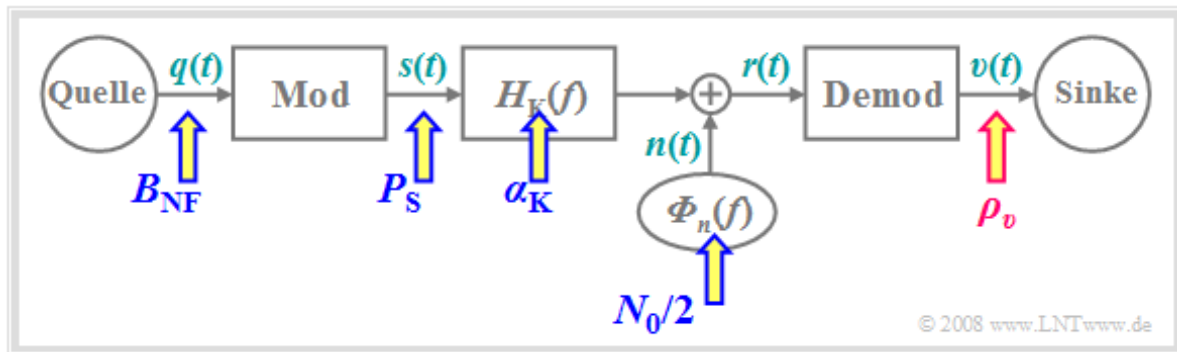
Der AWGN-Kanal – Teil 1 (Dauer 6:00)

Der AWGN-Kanal – Teil 2 (Dauer 5:15)

Der AWGN-Kanal – Teil 3 (Dauer 6:15)

Untersuchungen beim AWGN-Kanal (1)

Bei allen Untersuchungen hinsichtlich des Rauschverhaltens gehen wir von folgendem Blockschaltbild aus:



Wir werden dabei stets das Sinken-SNR ρ_v in Abhängigkeit aller Systemparameter berechnen und zu folgenden Ergebnissen kommen:

- Je mehr Sendeleistung P_S aufgewendet wird, desto besser ist das Sinken-SNR ρ_v . Bei einigen Verfahren ergibt sich sogar ein linearer Zusammenhang.
- Dagegen nimmt ρ_v mit steigender Rauschleistungsdichte N_0 monoton ab. Eine Vergrößerung von N_0 kann meist durch eine größere Sendeleistung ausgeglichen werden.
- Je kleiner der Dämpfungsfaktor α_K ist – das heißt, je stärker der Kanal dämpft – um so kleiner wird ρ_v . Es besteht oft eine quadratische Abhängigkeit, da die Empfangsleistung $P_E = \alpha_K^2 \cdot P_S$ ist.
- Auch ein breitbandigeres Quellensignal (größeres B_{NF}) führt zu einem kleineren ρ_v , da dadurch auch die HF-Bandbreite vergrößert werden muss und somit mehr Störungen wirksam werden.

Unter Berücksichtigung dieser vier Aussagen kommt man zu dem Schluss, dass es Sinn macht, das Sinken-SNR in der Form

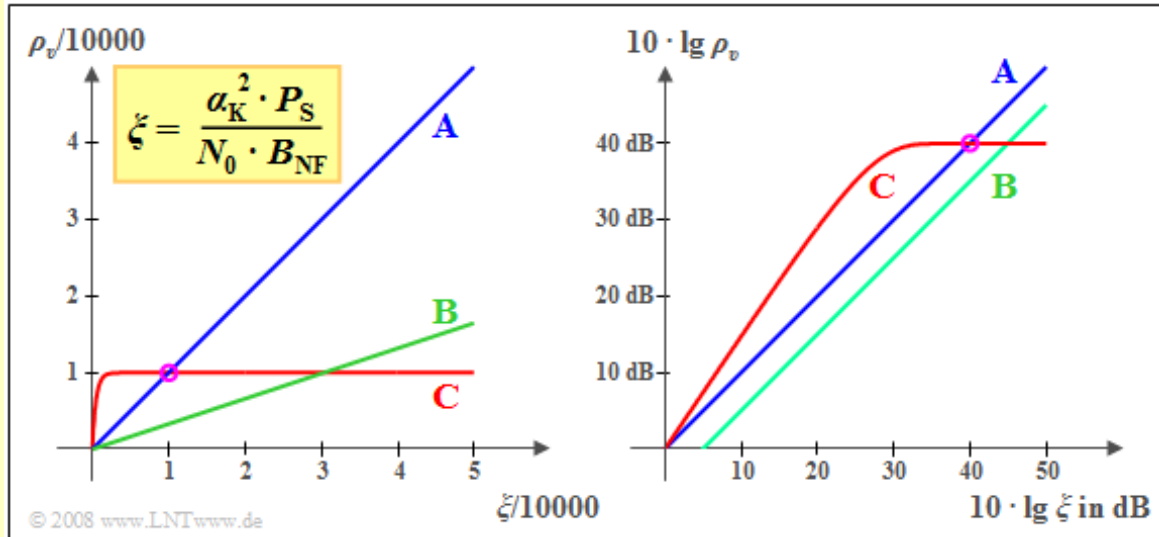
$$\rho_v = \rho_v(\xi) \quad \text{mit} \quad \xi = \frac{\alpha_K^2 \cdot P_S}{N_0 \cdot B_{NF}}$$

normiert darzustellen. Die in ξ zusammengefassten Eingangsgrößen sind in obigem Bild mit blauen Pfeilen markiert, während das Qualitätskriterium ρ_v durch den roten Pfeil hervorgehoben ist.

Untersuchungen beim AWGN-Kanal (2)

Beispiel: In der linken Grafik ist das Sinken-SNR ρ_v für drei verschiedene Systeme dargestellt, jeweils in Abhängigkeit von der normierten Leistungskenngröße

$$\xi = \alpha_K^2 \cdot P_S / (N_0 \cdot B_{NF}).$$



Beim System A gilt $\rho_v = \xi$. Beispielsweise führen die Systemparameter

$$P_S = 10 \text{ kW}, \quad \alpha_K = 10^{-4}, \quad N_0 = 10^{-12} \text{ W/Hz}, \quad B_{NF} = 10 \text{ kHz}$$

zu $\xi = \rho_v = 10000$ (siehe kreisförmige Markierung im obigen Bild). Exakt das gleiche Sinken-SNR ergäbe sich mit den Parametern

$$P_S = 5 \text{ kW}, \quad \alpha_K = 10^{-6}, \quad N_0 = 10^{-16} \text{ W/Hz}, \quad B_{NF} = 5 \text{ kHz}.$$

Auch beim System B besteht mit $\rho_v = \xi/3$ ein linearer Zusammenhang. Anzumerken ist, dass ein Rauschverhalten entsprechend den Systemen A bzw. B bei Zweiseitenband-Amplitudenmodulation mit Modulationsgrad $m \rightarrow \infty$ bzw. $m \approx 0.5$ festzustellen ist (siehe Kapitel 2.2).

Das System C zeigt ein völlig anderes Rauschverhalten. Für kleine Werte von ξ ist dieses System dem System A überlegen, während für $\xi = 10000$ die Qualität beider Systeme gleich ist. Durch eine Erhöhung von ξ kann das System C im Gegensatz zum System A nicht signifikant verbessert werden.

Ein solches Verhalten ist zum Beispiel bei Digitalsystemen feststellbar, bei denen das Sinken-SNR durch das Quantisierungsrauschen begrenzt wird. Befindet man sich bereits auf dem horizontalen Abschnitt der Kurve, so ist durch eine größere Sendeleistung – und damit verbunden eine kleinere Bitfehlerwahrscheinlichkeit – kein besseres Sinken-SNR zu erzielen.

Meist werden die Größen ρ_v und ξ in logarithmierter Form dargestellt, wie in der rechten Grafik zu sehen. Durch die doppelt-logarithmische Darstellung ergibt sich für das System A weiterhin die Winkelhalbierende. Die geringere Steigung (Faktor 3) von System B führt nun zu einer Verschiebung um $10 \cdot \lg 3 \approx 5 \text{ dB}$ nach unten. Der Schnittpunkt der Systeme A und C verschiebt sich durch die doppelt-logarithmische Transformation von $\xi = \rho_v = 10000$ auf $10 \cdot \lg \xi = 10 \cdot \lg \rho_v = 40 \text{ dB}$.

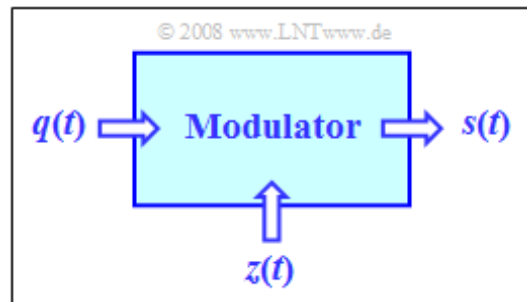
Gemeinsame Beschreibung von Amplituden- und Winkelmodulation

Bei den Beschreibungen von

- Amplitudenmodulation \Rightarrow Kapitel 2, und
- Winkelmodulation \Rightarrow Kapitel 3

wird stets die nebenstehende Konstellation betrachtet. Der zentrale Block ist hierbei der *Modulator*.

Die beiden Eingangssignale und das Ausgangssignal weisen folgende Eigenschaften auf:



- Das **Quellsignal** $q(t)$ ist das niederfrequente Nachrichtensignal und besitzt das Spektrum $Q(f)$. Dieses Signal ist wert- und zeitkontinuierlich und auf den Frequenzbereich $|f| \leq B_{\text{NF}}$ begrenzt.
- Das **Trägersignal** $z(t)$ ist eine harmonische Schwingung der Form

$$z(t) = A_T \cdot \cos(2\pi f_T t - \varphi_T) = A_T \cdot \cos(2\pi f_T t + \phi_T).$$

Dieses deterministische Signal ist durch die Amplitude A_T , die Frequenz f_T und die Nullphasenlage ϕ_T beschreibbar. Während bei Anwendung von Fourierreihe und Fourierintegral meist die linke Gleichung mit Minuszeichen und φ_T benutzt wird, ist zur Beschreibung der Modulationsverfahren die rechte Gleichung mit $\phi_T = -\varphi_T$ und Pluszeichen üblich.

- Das **Sendsignal** $s(t)$ ist ein hochfrequentes Signal, dessen Spektralfunktion $S(f)$ im Bereich um die Trägerfrequenz f_T liegt. Dieses Modulatorausgangssignal hängt von beiden Eingangssignalen $q(t)$ und $z(t)$ ab. Die nachfolgend betrachteten Modulationsverfahren differieren ausschließlich durch unterschiedliche Verknüpfungen von $q(t)$ und $z(t)$.

Eine sehr einfache, leider nicht ganz richtige Modulatorgleichung

Ausgehend von der harmonischen Schwingung (hier mit der Kreisfrequenz $\omega_T = 2\pi f_T$ geschrieben)

$$z(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \phi_T)$$

kommt man zur **allgemeinen Modulatorgleichung**, indem die bisher festen Schwingungsparameter als zeitabhängig angesetzt werden:

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega(t) \cdot t + \phi(t)).$$

!! Vorsicht !! Diese allgemeine Modulatorgleichung ist sehr einfach und plakativ und trägt zum Verständnis der Modulationsverfahren bei. Leider stimmt diese Gleichung bei der Frequenzmodulation nur in Ausnahmefällen. Hierauf wird in Kapitel 3.2 noch ausführlich eingegangen.

Als Sonderfälle sind in dieser Gleichung enthalten:

- Bei der **Amplitudenmodulation** (AM) ändert sich die zeitabhängige Amplitude entsprechend dem Quellensignal, während die beiden anderen Signalparameter konstant sind:

$$\omega(t) = \omega_T = \text{const.}, \quad \phi(t) = \phi_T = \text{const.}, \quad a(t) = \text{Funktion von } q(t).$$

- Bei der **Frequenzmodulation** (FM) wird ausschließlich die momentane (Kreis-)Frequenz durch das Quellensignal bestimmt:

$$a(t) = A_T = \text{const.}, \quad \phi(t) = \phi_T = \text{const.}, \quad \omega(t) = \text{Funktion von } q(t).$$

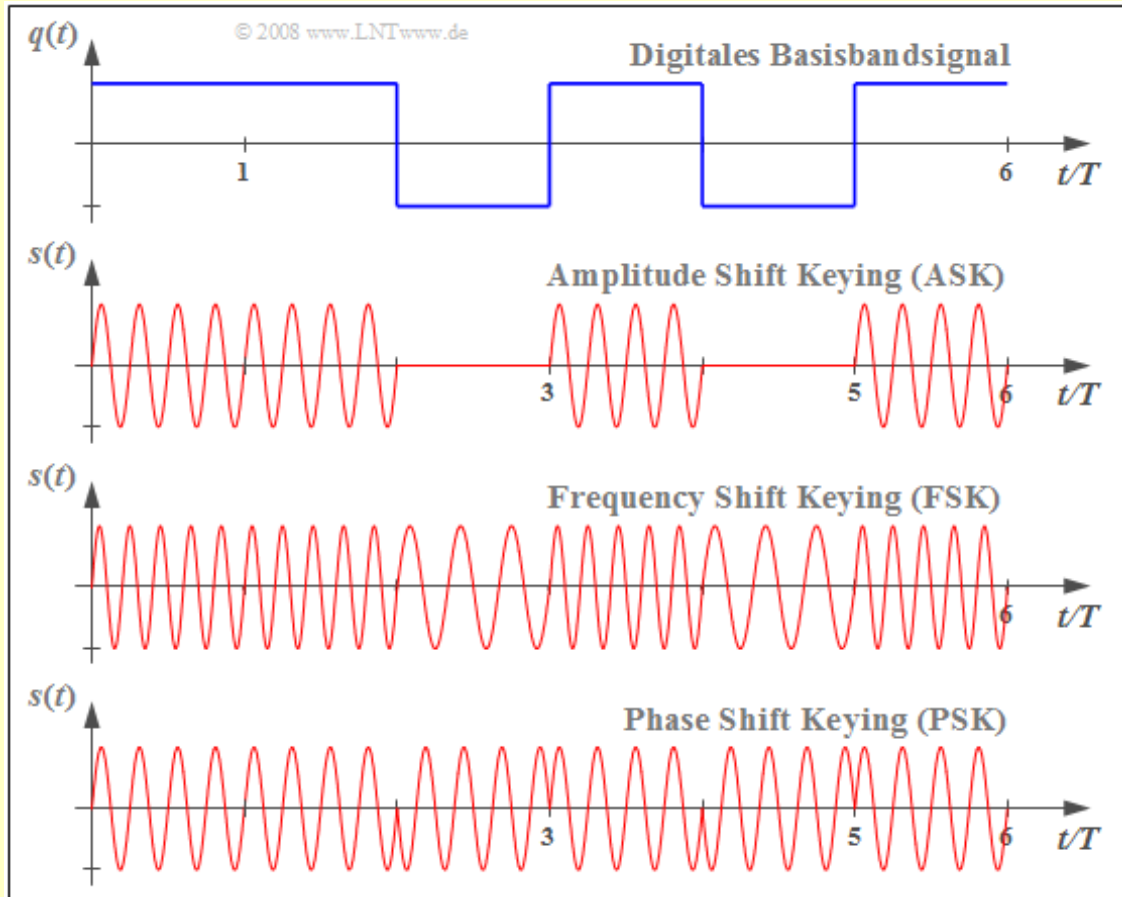
- Bei der **Phasenmodulation** (PM) variiert die Phase entsprechend dem Quellensignal:

$$a(t) = A_T = \text{const.}, \quad \omega(t) = \omega_T = \text{const.}, \quad \phi(t) = \text{Funktion von } q(t).$$

Bei diesen grundlegenden Verfahren werden also stets zwei der drei Schwingungsparameter konstant gehalten. Daneben gibt es auch Varianten mit mehr als einer Zeitabhängigkeit von Amplitude, Frequenz bzw. Phase. Ein Beispiel hierfür ist die **Einseitenbandmodulation** (siehe Kapitel 2.4), bei der sowohl $a(t)$ als auch $\phi(t)$ vom Quellensignal $q(t)$ beeinflusst werden.

Modulierte Signale bei digitalem Quellensignal

Beispiel: Die Grafik zeigt ein rechteckförmiges Quellensignal $q(t)$ und die modulierten Signale $s(t)$, die sich bei den eben vorgestellten Modulationsverfahren ergeben.



- Bei der Amplitudenmodulation, deren digitale Variante unter der Bezeichnung **ASK** (*Amplitude Shift Keying*) bekannt ist, ist das Nachrichtensignal in der Hüllkurve von $s(t)$ zu erkennen.
- Im Signalverlauf der **FSK** (*Frequency Shift Keying*) werden die beiden möglichen Signalwerte von $q(t) = +1$ bzw. $q(t) = -1$ durch zwei unterschiedliche Frequenzen dargestellt.
- Dagegen führt die **PSK** (*Phase Shift Keying*) bei den Amplitudensprüngen des Quellensignals $q(t)$ zu Phasensprüngen im Signal $s(t)$, im binären Fall jeweils um $\pm\pi$ (bzw. $\pm 180^\circ$).

Beschreibung von $s(t)$ mit Hilfe des analytischen Signals (1)

Das modulierte Signal $s(t)$ ist bandpassartig. Wie bereits im **Kapitel 4.2** des Buches „Signaldarstellung“ beschrieben wurde, wird ein solches BP-Signal $s(t)$ häufig durch das dazugehörige analytische Signal $s_+(t)$ charakterisiert. Zu beachten ist:

- Das analytische Signal $s_+(t)$ erhält man aus dem reellen, physikalischen Signal $s(t)$, indem zu diesem als Imaginärteil dessen *Hilberttransformierte* hinzugefügt wird:

$$s_+(t) = s(t) + j \cdot H\{s(t)\}.$$

- Das analytische Signal $s_+(t)$ ist somit stets komplex. Zwischen den beiden Zeitsignalen gilt der folgende einfache Zusammenhang:

$$s(t) = \text{Re}[s_+(t)].$$

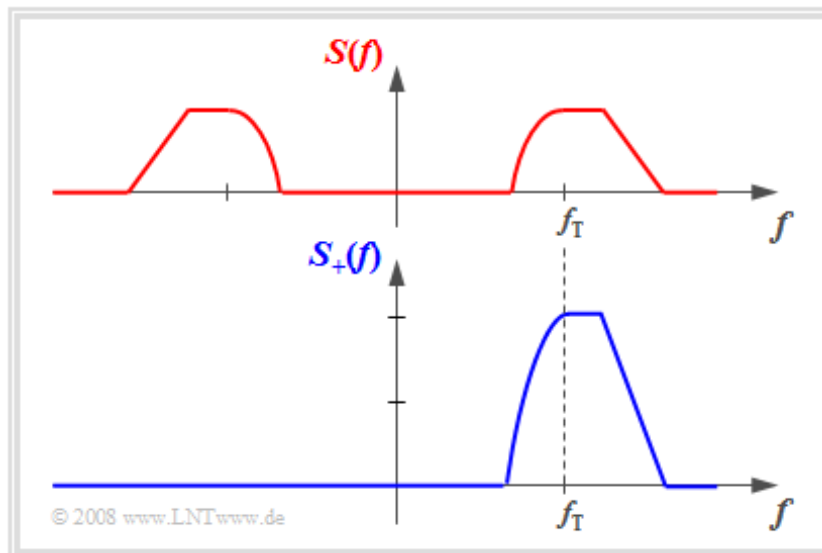
- Das Spektrum $S_+(f)$ des analytischen Signals ergibt sich aus $S(f)$, wenn man dieses bei positiven Frequenzen verdoppelt und für negative Frequenzen zu Null setzt:

$$S_+(f) = [1 + \text{sign}(f)] \cdot S(f) = \begin{cases} 2 \cdot S(f) & \text{für } f > 0, \\ 0 & \text{für } f < 0, \end{cases}$$

mit

$$\text{sign}(f) = \begin{cases} +1 & \text{für } f > 0, \\ -1 & \text{für } f < 0. \end{cases}$$

Die nachfolgende Grafik verdeutlicht diesen Zusammenhang an einem Beispiel:



Der hier dargelegte Sachverhalt wird mit nachfolgend genanntem Interaktionsmodul verdeutlicht:

Zeigerdiagramm – Darstellung des analytischen Signals

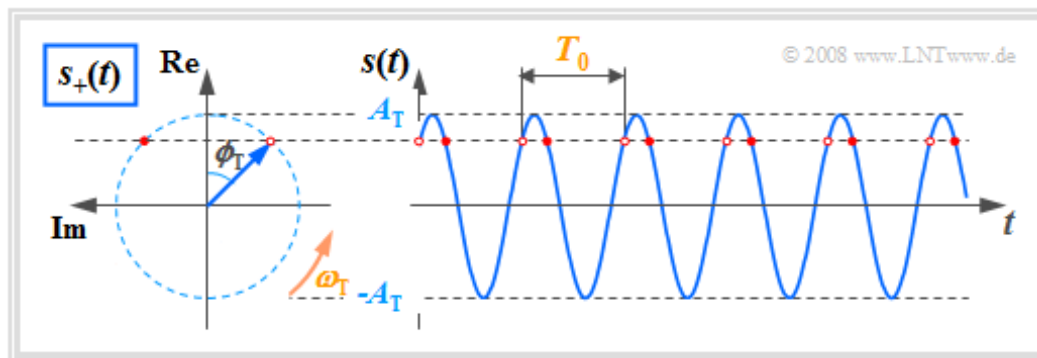
Beschreibung von $s(t)$ mit Hilfe des analytischen Signals (2)

Wenden wir nun diese Definitionen auf das modulierte Signal $s(t)$ an. Im Sonderfall $q(t) = 0$ ist $s(t)$ wie das Trägersignal $z(t)$ eine harmonische Schwingung, und es gilt:

$$s(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \phi_T) \Leftrightarrow s_+(t) = A_T \cdot e^{j(\omega_T t + \phi_T)}.$$

Die zweite Gleichung beschreibt einen Drehzeiger mit folgenden Eigenschaften:

- Die Zeigerlänge kennzeichnet die Signalamplitude A_T .
- Zur Zeit $t = 0$ liegt der Zeiger mit dem Winkel ϕ_T in der komplexen Ebene.
- Für $t > 0$ dreht der Zeiger mit der konstanten Winkelgeschwindigkeit ω_T in mathematisch positive Richtung, also entgegen dem Uhrzeigersinn.
- Die Zeigerspitze liegt stets auf einem Kreis mit dem Radius A_T und benötigt für eine Umdrehung genau die Periodendauer T_0 .



Die Grafik gilt für $\phi_T = -45^\circ$. Um den Zusammenhang $s(t) = \text{Re}[s_+(t)]$ im Querformat verdeutlichen zu können, ist die komplexe Ebene entgegen der üblichen Darstellung um 90° nach links gedreht: Der Realteil ist nach oben und der Imaginärteil nach links aufgetragen.

Die einzelnen Modulationsverfahren lassen sich nun wie folgt darstellen:

- Bei der **Amplitudenmodulation** ändert sich die Zeigerlänge $a(t) = |s_+(t)|$ und damit die Hüllkurve von $s(t)$ entsprechend dem Quellensignal $q(t)$. Die Winkelgeschwindigkeit $\omega(t)$ ist dabei konstant.
- Bei der **Frequenzmodulation** ändert sich die Winkelgeschwindigkeit $\omega(t)$ des rotierenden Zeigers entsprechend $q(t)$, während die Zeigerlänge $a(t) = A_T$ nicht verändert wird.
- Bei der **Phasenmodulation** ist die Phase $\phi(t)$ zeitabhängig. Es bestehen viele Gemeinsamkeiten mit der Frequenzmodulation, die ebenfalls eine Winkelmodulation ist.

Beschreibung von $s(t)$ mit Hilfe des äquivalenten TP-Signals (1)

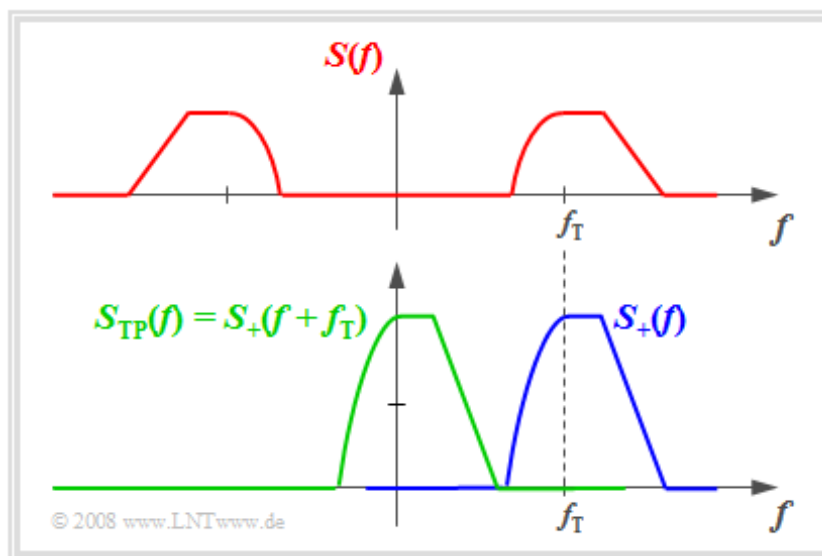
Manche Sachverhalte bezüglich der sendeseitigen Modulation und der Demodulation am Empfänger lassen sich anhand des äquivalenten Tiefpass-Signals anschaulich erklären, das bereits im **Kapitel 4.3** des Buches „Signaldarstellung“ definiert wurde.

Für dieses Signal $s_{\text{TP}}(t)$ und dessen Spektrum $S_{\text{TP}}(f)$ gelten die folgenden Aussagen:

- Das Spektrum $S_{\text{TP}}(f)$ des äquivalenten Tiefpass-Signals erhält man aus $S_+(f)$ durch Verschiebung um f_T nach links:

$$S_{\text{TP}}(f) = S_+(f + f_T).$$

Aus der Grafik erkennt man, dass $S_{\text{TP}}(f)$ im Bereich um die Frequenz $f = 0$ liegt.



- Nach dem Verschiebungssatz gilt somit für die zugehörige Zeitfunktion:

$$s_{\text{TP}}(t) = s_+(t) \cdot e^{-j\omega_T t}.$$

Den zeitabhängigen Verlauf von $s_{\text{TP}}(t)$ in der komplexen Ebene bezeichnen wir im Folgenden als **Ortskurve**, während das **Zeigerdiagramm** den Verlauf des analytischen Signals $s_+(t)$ beschreibt.

- Das äquivalente Tiefpass-Signal einer unmodulierten harmonischen Schwingung ist für alle Zeiten konstant – die Ortskurve besteht in diesem Sonderfall aus einem einzigen Punkt:

$$s(t) = A_T \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \phi_T) \Leftrightarrow s_+(t) = e^{j(\omega_T t + \phi_T)} \Leftrightarrow s_{\text{TP}}(t) = A_T \cdot e^{j \cdot \phi_T}.$$

- Dagegen gilt für ein amplituden- oder phasenmoduliertes Signal mit der Trägerfrequenz f_T :

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_T \cdot t + \phi(t)) \Leftrightarrow s_{\text{TP}}(t) = a(t) \cdot e^{j \cdot \phi(t)}.$$

Das bedeutet: Die Hüllkurve $a(t)$ und der Phasenverlauf $\phi(t)$ des Bandpass-Signals $s(t)$ bleiben auch im äquivalenten TP-Signal $s_{\text{TP}}(t)$ erhalten.

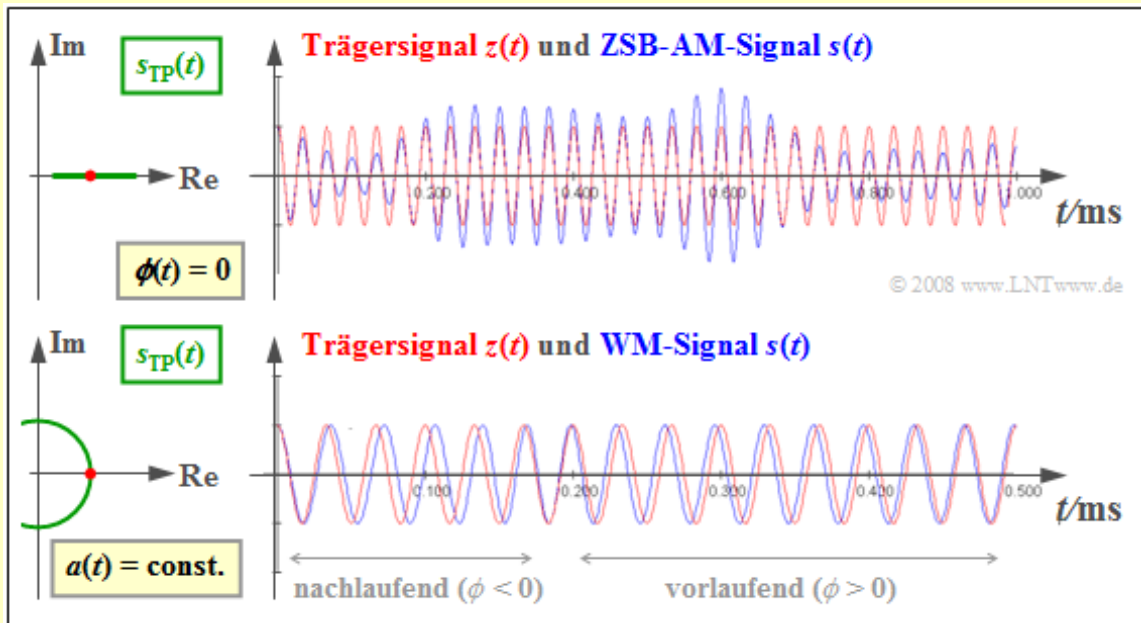
Die hier erläuterten Zusammenhänge können Sie sich mit folgendem Interaktionsmodul verdeutlichen:

Ortskurve – Verlauf des äquivalenten Tiefpass-Signals

Beschreibung von $s(t)$ mit Hilfe des äquivalenten TP-Signals (2)

Beispiel: Die Grafik zeigt jeweils rechts das modulierte Signal $s(t)$ \Rightarrow **roter Signalverlauf** im Vergleich zum Trägersignal $z(t)$ \Rightarrow **blauer Signalverlauf**. Links dargestellt sind die jeweiligen äquivalenten Tiefpass-Signale $s_{TP}(t)$ \Rightarrow **grüne Ortskurven**.

Die obere Skizze beschreibt die Amplitudenmodulation, bei der das Quellsignal $q(t)$ in der Hüllkurve $a(t)$ zu erkennen ist. Da die Nulldurchgänge von $z(t)$ in $s(t)$ erhalten bleiben, ist $\phi(t) = 0$ und das äquivalente TP-Signal $s_{TP}(t) = a(t)$ reell. Die Herleitung dieses Sachverhalts erfolgt im **Kapitel 2.3**.



Dagegen ist bei Winkelmodulation die Hüllkurve $a(t)$ konstant, so dass hier das äquivalente TP-Signal $s_{TP}(t) = A_T \cdot e^{j\phi(t)}$ einen Kreisbogen beschreibt. Die Information über das Nachrichtensignal steckt nun in der Lage der Nulldurchgänge von $s(t)$. Genaueres hierüber finden Sie im **Kapitel 3.1**.