

Störungsbearbeitung im PMD

Teil 1: „Theoretische Grundlagen“

1 Dokumentation in der Störungsbearbeitung	2
1.1 Darstellung von Meßergebnissen.....	2
1.2 Randbedingungen benennen.....	2
1.3 juristische Anforderungen	3
2 Pegelrechnung	4
2.1 Warum verwenden wir die Pegelrechnung?.....	4
2.2 Was ist logarithmisches Rechnen?	4
2.3 absolute Pegel-Werte	4
2.4 relative Pegel-Werte	5
2.5 Umkehrrechnung	5
2.6 Rechenbeispiele	5
3 Signale, Hüllkurve, Detektoren	6
3.1 Störgrößen.....	6
3.2 Spitzenwert-Anzeige	6
3.3 Mittelwert-Anzeige	7
3.4 Quasi-Spitzenwert-Anzeige.....	7
3.5 Effektivwert-Anzeige (RMS).....	8
4 Spannung und Feldstärke	9
5 Hinweise zur Feldstärkemessung	10
5.1 Bestimmung der Höhe der Maxima.....	10
5.2 Bestimmung des Maximumpegels in Abhängigkeit vom relativen Höhenunterschied	10
5.3 Bestimmung der Feldstärke in Abhängigkeit vom Pegelunterschied zwischen Minimum und dem nächstgelegenen Maximum (Beachtung der Reflexion)	11
5.4 Messungen außerhalb der Normentfernung	11
6 Umrechnung der Störstrahlungsleistung in einen entfernungsabhängigen Feldstärkepegel.....	12
7 Vorgehensweise bei der Substitution	13
8 Tastkopfmessung/Strommessung	14
9 Messung niederfrequenter Störungen	14
10 Signaltheorie im Frequenzbereich (Fourieranalyse)	17
11 Intermodulation	20
11.1 Was ist Intermodulation?	20
11.2 Berechnungsbeispiele.....	20
11.3 Mathematischer Zusammenhang (siehe Schnorrenberg; S. 135) - informativ (!)	22
11.4 Interceptpunkte	23

1 Dokumentation in der Störungsbearbeitung

1.1 Darstellung von Meßergebnissen

Meßergebnisse allein zu benennen reicht innerhalb einer vollständigen Dokumentation nicht aus, da z. B. der Entscheidungsweg, wie ein Meßverfahren in Abhängigkeit des Störgeschehens gewählt wurde ein Nachvollziehen der Bearbeitung erst möglich machen. Insbesondere gehören nachstehende Punkte dazu:

- das vorgefundene Störgeschehen ist klar zu benennen, da es von der Störungsmeldung erheblich abweichen kann
- Störquelle und Störsenke sind in die Norm nach ihrer Funktion einzuordnen (wenn die Entscheidung für Dritte nicht sofort eindeutig ist, muß der Entscheidungsgrund kurz benannt werden)
- es ist darzulegen, ob zu dem Störgeschehen Grenzwerte vorgegeben sind
- ggf. ist die Entscheidung über andere anzuwendende Normen zu treffen (siehe Meßvorschrift Reg TP 322 MV 01, Anlage 4 „Entscheidungshilfe zum Feststellen von Grenzwerten
- die Vorgaben der Meßvorschriften hinsichtlich der Auswahl der Meßverfahren, aber auch über die Herangehensweise an die Messung (Messung nicht nur auf der Störfrequenz, sondern vorher den maximalen Störpegel innerhalb des betrachteten Bereiches suchen) sind für eine richtige Beurteilung der Geräte zu beachten
- Meßergebnisse sind mit vollständiger Einheit (nicht nur „dB“) unter Angabe des verwendeten Detektors und der Meßentfernung sowie ggf. Antennenhöhe und Polarisierung zu vermerken
- angewandte Normen, Grenzwerte und Meßvorschriften sind zu benennen
- aus Meßergebnissen abgeleitete Maßnahmen und Folgerungen sind schlüssig darzulegen (Damit ist gemeint, daß der Entscheidungsweg nachvollziehbar ist und Begründungen angeführt werden.)

Zur Darstellung der Meßergebnisse sollen Formblätter eine Anleitung bieten. Diese sind sehr oft in den unterschiedlichen Meßvorschriften eingebunden. Ein Abstimmungsprozeß der derzeit anzuwendenden Formblätter ist zwischen dem Referat 331 und den an der Erarbeitung von Meßverfahren beteiligten ArbGr im Gang. Grundsatz muß sein, auf der Basis dieser Formblätter die Dokumentation durchzuführen und bei speziellen Fällen erweiterte Dokumentationsmöglichkeiten auszuwählen. Schon aus den Gründen des Punktes 1.3 darf nicht jede ASt eigene Entwürfe von Formblättern verwenden. Wie dennoch berechtigte Kritik an der derzeit bestehenden Formblattsituation geübt werden kann, hat der Probetrieb der letzten Meßvorschriften gezeigt, weil hier jede ASt die Möglichkeit zur Stellungnahme hat.

1.2 Randbedingungen benennen

Diese manchmal unscheinbaren Bemerkungen erfahren hohe Bedeutung, wenn z. B. eine weitere Bearbeitung einer Störung erforderlich ist und nicht sofort feststeht, daß die gleichen Personen die Arbeit fortsetzen werden. Weiterhin werden dadurch evtl. abweichende Meßergebnisse erklärbar, wenn statt Regen die Witterung bei der Fortsetzung der Arbeit trocken ist. Nicht zuletzt ist es für die Auswertung im Innendienst des PMD wichtig zu wissen, wie sich die Randbedingungen vor Ort gestaltet haben, damit z. B. festgelegt werden kann, wer alles in welcher Form über Ergebnisse, Maßnahmen informiert werden sollte. Wie diese Information zu geschehen hat, regelt die ArbAnw EMStö mit den Hinweisen auf die ggf. notwendige Beteiligung von VFZ

Randbedingungen können sein:

- Name des angetroffenen Ansprechpartners (bei Abweichungen zu vorher aufgenommenen Daten
- Vermerke über anwesende Firmenvertreter
- ausführliche Angaben zum Meßort und zum Meßaufbau
- Besonderheiten wie z. B. Witterung, Zugänglichkeiten
- Entscheidungen (warum wurde z. B. eine entsprechende Meßentfernung gewählt) etc.

Weiterhin soll erreicht werden, daß bei einer erneuten Bearbeitung Doppelarbeit vermieden wird.

Außerdem ist es für das Erscheinungsbild der Reg TP beim Kunden sicherlich wichtig, diese Punkte zu beachten (Kompetenz nachweisen!).

1.3 juristische Anforderungen

Unabhängig von der technischen Herangehensweise an eine Störungsbearbeitung muß die Dokumentation Anforderungen genügen, damit im Streitfall von der Reg TP empfohlene oder verfügbare Maßnahmen zur Störungsbeseitigung nicht an Formfehlern scheitern.

Diese Details ergeben sich aus den Merkmalen zur Qualitätssicherung und beinhalten z. B. folgende Punkte:

- Datum und Uhrzeit der Messung
- an der Messung beteiligte Kollegen
- Unterschrift auf den Meßprotokollen (wenn im Innendienst ein Dritter auswertet, ggf. Maßnahmen festlegt, unterschreibt auch dieser)
- verwendete Meßgeräte mit der Inventarnummer (BAPT-Nr.)
(das Datum der letzten Kalibration ist nicht zwingend erforderlich anzugeben, da der Zusammenhang über die Nummer herzustellen ist)
- angewandte Normen in der derzeit gültigen Ausgabe benennen

Weitere Anhaltspunkte über Grundsätze der Dokumentation haben alle ASt im Ergebnis der Audits erhalten. Ziel ist nicht, die hier genannten Forderungen in langer Textform in jedem Arbeitsbericht widerzuspiegeln. Vieles von dem läßt sich stichpunktartig und mit logischen Verknüpfungen darstellen.

Prüfen kann man jederzeit selbst, ob man als Unbeteiligter:

- a) die Störungsmeldung vom Inhalt her erfassen könnte,
- b) die Außendiensttätigkeit in logischer Reihenfolge nachvollziehen und
- c) mit dem Störgeschehen in Verbindung bringen kann,
- d) die Zuordnung der Geräte zu den Normen und Grenzwerten findet und versteht,
- e) Meßwerte den Grenzwerten gegenüberstellen und Festlegungen zur Störungsbeseitigung getroffen wurden.

2 Pegelrechnung

2.1 Warum verwenden wir die Pegelrechnung?

Im PMD bewegen wir uns meßtechnisch bzw. rechnerisch in einem Leistungsbereich von etwa:

0,000 000 000 000 000 02 Watt Empfindlichkeit ESCS nach Herstellerangaben
2 000 000,0 Watt ERP eines Kurzwellensenders

Das ist ein Bereich von ca. 10^{23} . Diese Zahlen sind in oben stehender Form schwer zu handhaben. Auch das Rechnen in der Exponentenschreibweise ist nicht sinnvoll.

Deshalb bevorzugt man in der Technik das Rechnen mit Logarithmen

2.2 Was ist logarithmisches Rechnen?

$a^b = c$	Potenzieren	z.B. $2^3 = 8$
$a^b = c$	Radizieren/Wurzelrechnung	z.B. $3 = \sqrt{9}$
$a^b = c$	Logarithmenrechnung	z.B. $10^3 = 1000$

Üblich ist das Rechnen mit dem dekadischen oder auch briggschen Logarithmus, d. h. es wird der Exponent zur Basis 10 gebildet.

lg	$10^x = y$	(Bel)
ln	$e^x = y$	(Neper)
lb	$2^x = y$	

Um mit etwas größeren Zahlen rechnen zu können, wird der Bel-Wert mit dem Faktor 10 multipliziert und wir erhalten den uns bekannten Dezi-Bel (dB) Wert.

Jede Formel kann logarithmiert werden, wobei gewisse Regeln anzuwenden sind:

$$P = \frac{U^2}{R} \quad 10 \lg P = 20 \lg U - 10 \lg R$$
$$E = \frac{7 \cdot \sqrt{P}}{d} \quad 20 \lg E = 20 \lg 7 + 10 \lg P - 20 \lg d$$

2.3 absolute Pegel-Werte

Absolute dB-Werte drücken das Verhältnis zu einem fest vorgegebenen Grundwert aus.

$$20 \cdot \lg \frac{x}{1 \mu V} \quad \text{Ergebnis} \quad \mathbf{dB\mu V} \quad \text{wobei } 0 \text{ dB}\mu V \text{ } 1 \mu V \text{ entspricht}$$
$$10 \cdot \lg \frac{x}{1 pW} \quad \text{Ergebnis} \quad \mathbf{dBpW}$$

weitere gebräuchliche absolute Werte: dBm; dBW

2.4 relative Pegel-Werte

dB-Werte ohne Bezug werden als relativ bezeichnet, z.B. bei:

- Filterdämpfung
- Kabeldämpfung
- Verstärkung.

2.5 Umkehrrechnung

$$20 \lg U = a \qquad 10^{\frac{a}{20}} = U$$

Beispiele:

$$20 * \lg \frac{1000 \mu V}{1 \mu V} = 60 dB \mu V \qquad 10^{\frac{60}{20}} = 1000 \mu V$$

$$10 * \lg \frac{100 pW}{1 pW} = 20 dBpW \qquad 10^{\frac{20}{10}} = 100 pW$$

2.6 Rechenbeispiele

Spannung und Leistung an 50 Ω:

$$P = \frac{U^2}{R(50\Omega)} \qquad 10 \lg P = 20 \lg U - 10 \lg 50\Omega$$

$$10 \lg P = 20 \lg U - 17 \qquad (\text{bei } 75\Omega: \quad 18,7 \text{ dB})$$

ERP eines TV-Senders. 46 dBW

Angaben in einem Meßprotokoll: 300 dBμV/m

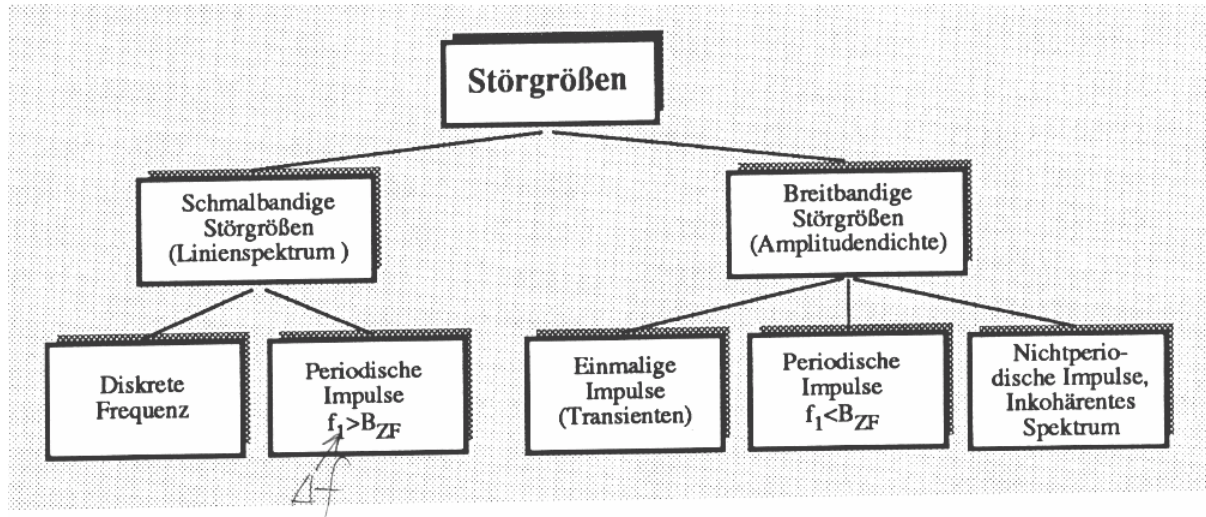
Empfindlichkeit des ESCS in μV

Dynamik des CMS in der Spektrumdarstellung: 20 dBμV bis 70 dBμV

3 Signale, Hüllkurve, Detektoren

3.1 Störgrößen

Grundsätzlich unterscheiden wir bei den EMV-Messungen zwischen diskreten (schmalbandigen) und breitbandigen Signalen.



Erfolgt im ZF-Abstand (+/-) zur Meßfrequenz ein Anzeigerückgang von $>3\text{dB}$ so liegt ein schmalbandiges Signal vor.

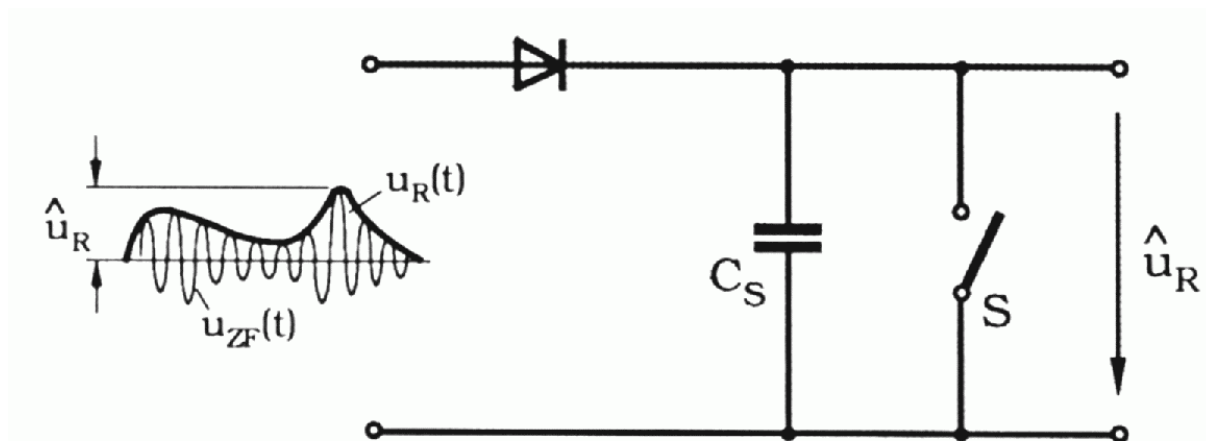
Entsprechend werden unterschiedliche Detektoren zur Auswertung der Hüllkurve im ZF-Zweig des Meßgerätes verwendet.

Die Meßgeräte des PMD sind auf den Effektivwert einer Sinusschwingung geeicht, d.h. unabhängig vom Detektor wird immer der 0,707-fache (-3dB) Wert der Detektorspannung angezeigt.

Um den Zusammenhang zwischen Hüllkurve, Detektor und Anzeige zu verstehen, ist es sinnvoll das Meßsignal im Zeitbereich darzustellen.

3.2 Spitzenwert-Anzeige

Die Spitzenwertanzeige zeigt die maximale Amplitude der gleichgerichteten Ausgangsspannung des ZF-Verstärkers an.

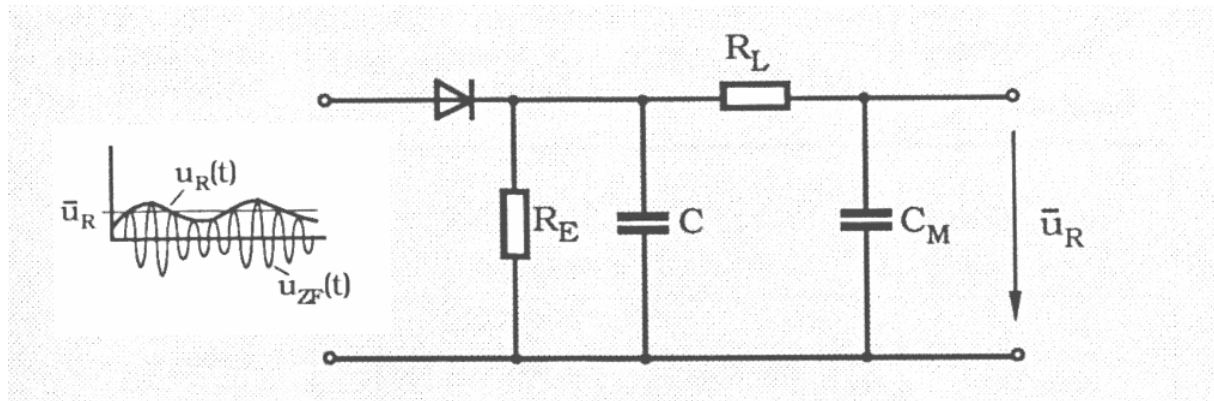


Der Kondensator ist so dimensioniert, dass stets der max. Spannungswert der Hüllkurve innerhalb eines Zeitabschnitts angezeigt wird.

ESCS (Meßzeit > 100ms): Der maximale Wert, der in einem bestimmten Zeitabschnitt(100ms) auftritt wird digital abgespeichert. Der größte Wert über die gesamte Meßzeit wird angezeigt

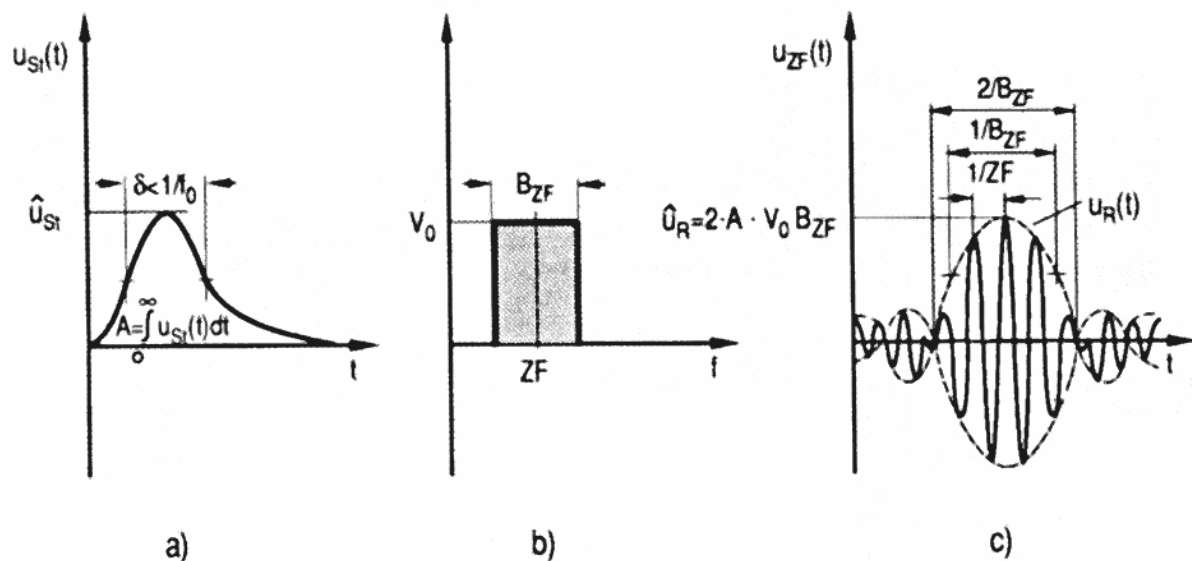
3.3 Mittelwert-Anzeige

Die Mittelwertanzeige zeigt den arithmetischen Mittelwert der Hüllkurve an. Der Tiefpaß glättet die Spannung der Hüllkurve, so daß sich an CM der arithmetische Mittelwert einstellt.

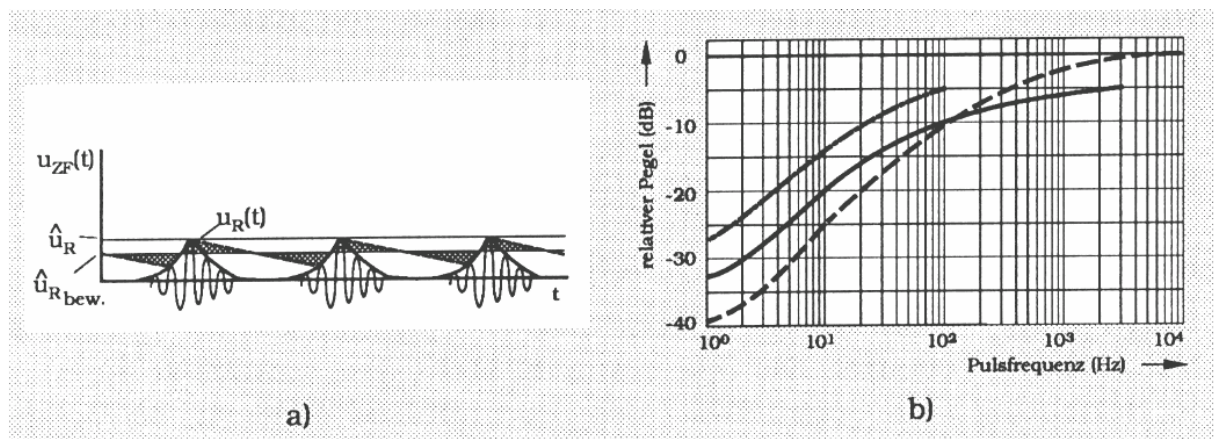
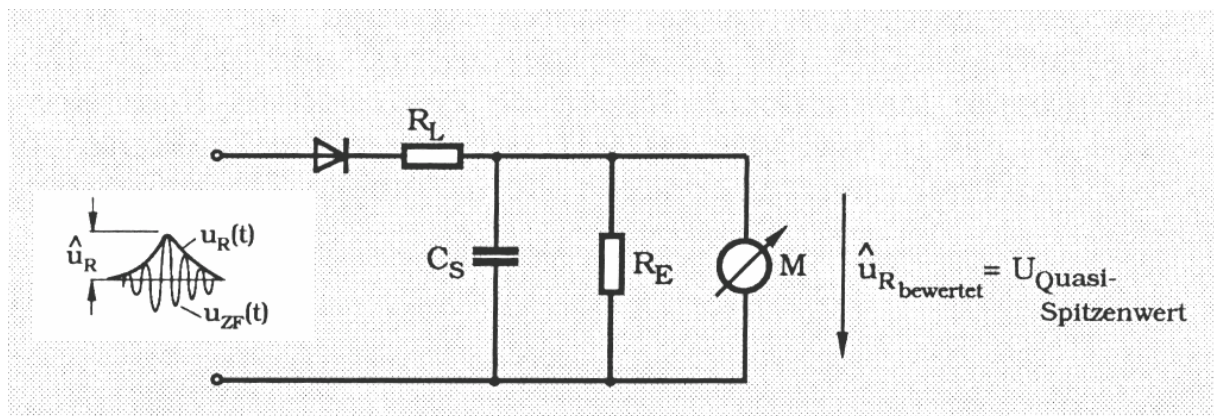


3.4 Quasi-Spitzenwert-Anzeige

Die QP-Anzeige zeigt den bewerteten Spitzenwert der Hüllkurve an. Dabei wird der elektrische Wert der Störspannung in eine Anzeige umgewandelt, die dem physiologischen Störeindruck entspricht.



Der Kondensator wird über definierte Widerstände auf- bzw. entladen. Aufladezeitkonstante und Entladezeitkonstante sind so gewählt, daß sich der Kondensator zwischen aufeinander folgenden Impulsen teilweise wieder entladen kann. Das Meßgerät zeigt somit einen von der Impulshäufigkeit abhängigen Mittelwert an.

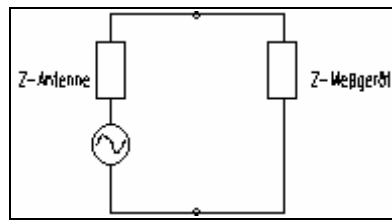


Spektralbereich	10kHz ... 150kHz	150kHz ... 30MHz	30MHz ... 1000MHz
ZF-Bandbreite	200 Hz	9 kHz	120 kHz
Aufladezeitkonstante $R_L C_S$	45 ms	1 ms	1 ms
Entladezeitkonstante $R_E C_S$	500 ms	160 ms	550 ms
Mechanische Zeitkonstante	160 ms	160 ms	100 ms

3.5 Effektivwert-Anzeige (RMS)

Die Effektivwert-Anzeige zeigt mittels eines Meßgleichrichters mit quadratischer Kennlinie den Effektivwert (Leistung) der Hüllkurve an. Rauschsignale und Signale mit breitbandigem Leistungsspektrum z. B. DAB, werden hierbei richtig bewertet.

4 Spannung und Feldstärke



$$U = E * h_{eff}$$

h_{eff} = abhängig von der Bauart der Antenne

$\lambda/2$ Dipol
Langdraht

$$\frac{\lambda/\pi}{l/2} \frac{W * F * \varpi}{3 * 10^8}$$

Rahmenantenne

für den $\lambda/2$ Dipol gilt:

$$U = E * \frac{\lambda}{\pi} * \frac{1}{2}$$

aus der Spannungsanzeige am Meßempfänger
kann die Feldstärke errechnet werden:

$$E = U * \frac{2\pi}{\lambda}; \left(\frac{2\pi}{\lambda} \text{ wird als k-Faktor bezeichnet} \right)$$

In der Praxis hat sich die log. Umrechnung bewährt.

Bei einem Z von 73 Ω gilt:

$$20 \log 2,1 * f_{(100 \text{ MHz})}$$

Bei einem Z von 50 Ω gilt:

$$20 \log 2,54 * f_{(100 \text{ MHz})}$$

5 Hinweise zur Feldstärkemessung

5.1 Bestimmung der Höhe der Maxima

Durch Überlagerung des direkten Signals mit dem vom Boden reflektiertem Signal treten am Empfangsort höhenabhängige Feldstärkemaxima und -minima auf.

Die Höhe der Maxima über Grund ist abhängig von:

- der Höhe der Sendeantenne über Grund
- der Entfernung zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne und
- der Wellenlänge des Signals

Die Höhe der Maxima kann wie folgt berechnet werden:

$$h_{e \max[m]} = \frac{\lambda \cdot d}{4 \cdot h_s} \cdot (2n - 1) \quad \text{dabei ist} \quad \lambda_{[m]} = \frac{300}{f_{[MHz]}}$$

$h_{e \max}$ = Höhe des Feldstärkemaximums über Grund in m

h_s = Höhe des Störstrahlungszentrums über Grund in m

d = Entfernung zwischen Störquelle und Empfangsantenne in m

n = Vielfaches von 1, bei dem ein weiteres Maximum auftritt

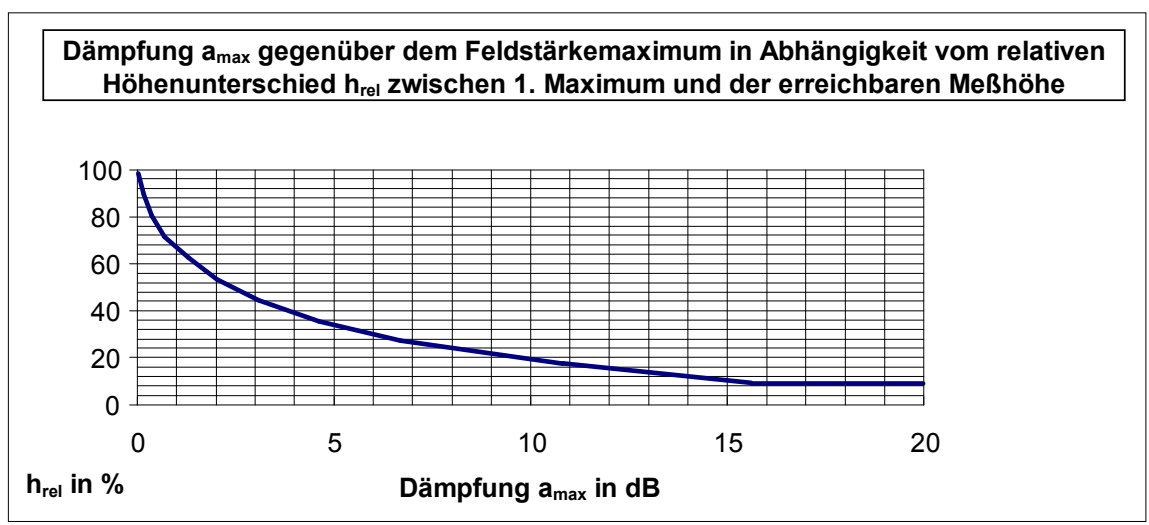
Tabelle der Höhen des 1. Maximums:

<u>n = 1</u>		Höhe des 1. Maximums ($h_{e \max}$)								
		d = 30m			d = 20 m			d = 10 m		
f [MHz]	Lambda [m]	hs = 5m	hs = 2m	hs = 1m	hs = 5m	hs = 2m	hs = 1m	hs = 5m	hs = 2m	hs = 1m
30	10	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda
50	6	9,0	22,5	45,0	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda
100	3	4,5	11,3	22,5	3,0	7,5	15,0	d < 4Lambda	d < 4Lambda	d < 4Lambda
200	1,5	2,3	5,6	11,3	1,5	3,8	7,5	0,8	1,9	3,8
400	0,75	1,1	2,8	5,6	0,8	1,9	3,8	0,4	0,9	1,9
500	0,6	0,9	2,3	4,5	0,6	1,5	3,0	0,3	0,8	1,5
900	0,33	0,5	1,3	2,5	0,3	0,8	1,7	0,2	0,4	0,8

Höhen der stark umrandeten Felder können mit der FT 01 nicht erreicht werden

5.2 Bestimmung des Maximumpegels in Abhängigkeit vom relativen Höhenunterschied

Falls die Höhe des 1. Maximums mit der Meßantenne nicht erreicht wird, kann die Maximalfeldstärke mittels des nachstehenden Diagramms abgeschätzt werden.



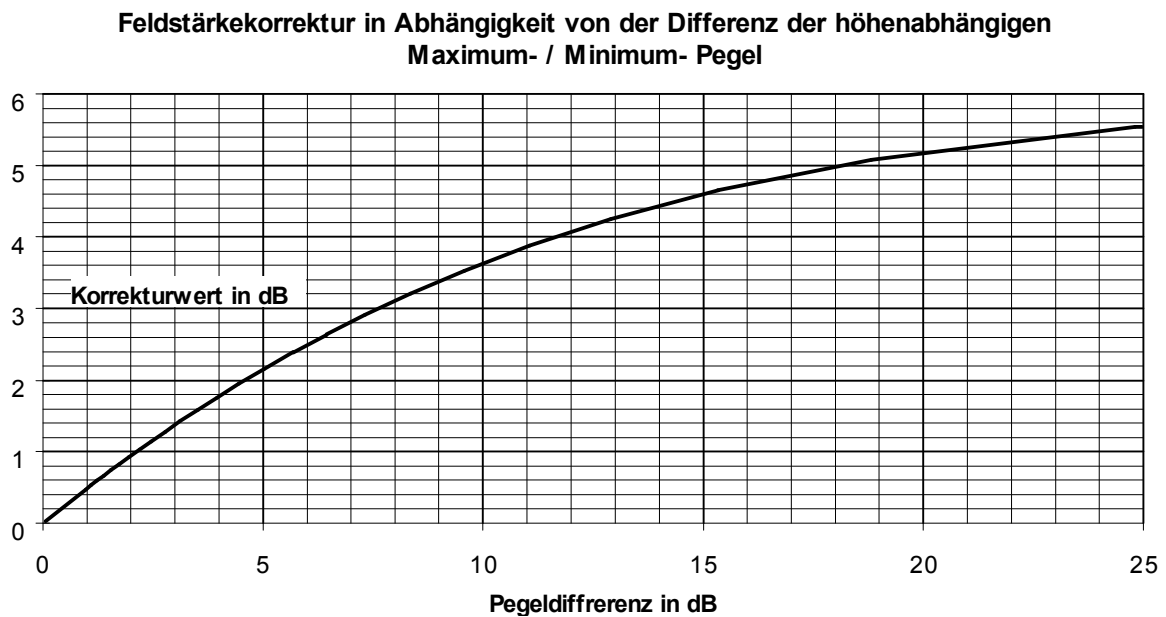
Beispiel:

$$\begin{aligned}
 h_{\text{emax}} &= 45 \text{ m} \\
 h_{\text{FT01}} &= 9 \text{ m} \\
 h_{\text{rel}} &= 9/45 \cdot 100\% = 20\% \\
 a_{\text{max}} &= 10 \text{ dB (Wert aus Diagramm)}
 \end{aligned}$$

Der Feldstärkewert am 1. Maximum liegt in diesem Fall um 10 dB höher als der in 9 m Höhe gemessene Wert.

5.3 Bestimmung der Feldstärke in Abhängigkeit vom Pegelunterschied zwischen Minimum und dem nächstgelegenen Maximum (Beachtung der Reflexion)

Aus dem Feldstärkemaximum und dem nächstgelegenen Minimum kann die tatsächliche Freiraum-Feldstärke durch Subtraktion der Korrekturwerte vom Maximumwert ermittelt werden.



Beispiel:

Feldstärkemaximum	50 dB μ V/m
Nächstniedrigstes Minimum:	42 dB μ V/m
Differenz:	8 dB
Korrekturwert aus Diagramm:	3,1 dB
Freiraum-Feldstärkewert:	$50 - 3,1 = \underline{46,9 \text{ dB}\mu\text{V/m}}$

5.4 Messungen außerhalb der Normentfernung

Bei der Messung in einer anderen als in der Norm festgelegten Entfernung, sind mindestens zwei Feldstärkemeßwerte über den Logarithmus der Entfernung in dem Diagramm (Anlage 1d) aufzutragen. Die geradlinige Verbindung der Meßwerte beschreibt den Feldstärkeabfall in der Meßrichtung. Der Feldstärkepegel in der Normentfernung ist mit Hilfe der eingezeichneten Verbindungsgerade aus dem Diagramm zu entnehmen.

Kann auf Grund der örtlichen Bedingungen nur eine Meßentfernung gewählt werden, die aber nicht in der zutreffenden Norm festgelegt ist, so ist die Feldstärke in der Normentfernung nach der Gleichung zu bestimmen. Für den Ausbreitungsexponenten n gilt folgende Regel:

$$F_N = F_X + n \cdot 20 \log \frac{d_X}{d_N}$$

- $n = 0,6$ für $d \leq 10$ m und
 $n = 0,8$ für $10 \text{ m} < d < 30$ m
 $n = 1,0$ für $d \geq 30$ m

(Der Exponent n berücksichtigt in diesem Frequenzbereich die Nahfeldeffekte, die durch die Größe der Strahlungsquellen und den Einflüssen der Umgebung verursacht werden. Die Größe des Exponenten n wurde durch Messungen ermittelt und wird z. Z. in die Normung eingebracht.)

Die Messung sollte im o. g. Fall an der Stelle erfolgen, die der Normentfernung am nächsten liegt, da die Ungenauigkeit der Meßergebnisse bei der Umrechnung mittels der Ausbreitungskoeffizienten mit der Entfernung zunimmt.

6 Umrechnung der Störstrahlungsleistung in einen entfernungsabhängigen Feldstärkepegel

Die Freiraumfeldstärke errechnet sich aus der Strahlungsleistung für bestimmte Entfernungen:

$$E_{Fr} = \frac{7 \times \sqrt{P}}{d}$$

- E_{Fr} = Freiraumfeldstärke in ~~###~~ V/m
 P = Strahlungsleistung in pW
 d = Meßentfernung in m

Durch Logarithmieren ergibt sich daraus:

$$20 \lg E_{Fr} = 10 \lg P - 20 \lg d + 16,9 \text{ dB}$$

und vereinfacht sich zu:

$$\begin{aligned} F_{Fr} &= p_u - C_{Fr} \\ p_u &= F_{Fr} + C_{Fr} \end{aligned}$$

- F_{Fr} = Freiraumfeldstärkepegel in dBµV/m
 p_u = Störleistungspegel in dBpW
 C_{Fr} = entfernungsabhängiger Umrechnungswert in dB

Zusammenstellung von Umrechnungswerten C_{Fr} für praxisübliche Meßentfernungen:

d in m	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
C_{Fr} in dB	3,1	3,9	4,7	5,4	6,0	6,6	7,2	7,7	8,2	8,7	9,1	9,5	9,9	10,3	10,7	11,1	11,4	11,7	12,0	12,3
d in m	30	32	34	36	38	40	42	44	46	48	50	55	60	65	70	75	80	85	90	95
C_{Fr} in dB	12,6	13,2	13,7	14,2	14,7	15,1	15,6	16,0	16,4	16,7	17,1	17,9	18,7	19,4	20,0	20,6	21,2	21,7	22,2	22,7

7 Vorgehensweise bei der Substitution

Die Substitution wird bei schmal- und breitbandigen Störsignalen durchgeführt.

Der nachfolgend beschriebene Ablauf basiert auf den Festlegungen der Reg TP 322 MV 01 „Messungen am Betriebsort“.

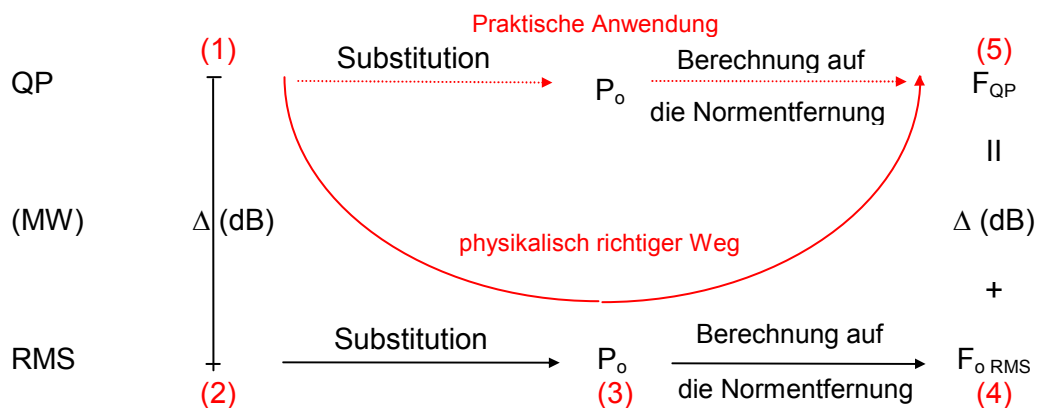
Bei breitbandigen Störsignalen ist uns in der Regel die Pulsform und damit die Zusammensetzung des Frequenzspektrums nicht bekannt. Um dennoch notwendige Substitutionen durchführen zu können, kann folgende Verfahrensweise angewandt werden:

- Bei der Feldstärkemessung haben wir Grenzwerte in QP vorgegeben. Der betrachtete Impuls wird in QP gemessen (1) und müßte nachfolgend noch mit RMS gemessen werden, um das Delta (dB) zwischen beiden Anzeigen zu bestimmen (2). Die Bandbreite ist gemäß der einschlägigen EMV-Normen (120 kHz von 30-1000 MHz) einzustellen. Eine Pegelkorrektur von der Meßbandbreite zur Signalbandbreite darf nicht durchgeführt werden.
- Substituiert wird dann eigentlich auf RMS, da beim quadratischen Mittelwert der direkte Bezug zur realen Leistung am $\lambda/2$ - Dipol besteht ($P = \frac{U^2}{R}$); (3). Diese Leistung wird auf die Feldstärke in Normentfernung umgerechnet (4) und durch die Berücksichtigung des vorher ermittelten Delta (dB) dem in QP angegebenen Grenzwert gegenübergestellt (5).
- Da der zu nutzende Generator (SMS-2) ein Sinussignal liefert, für welches die Anzeigen bei den Detektoren gleich ist, kann der Empfänger nach der Messung des Störsignales auf QP stehen bleiben, weil dann das Delta (dB) automatisch durch den Empfänger berücksichtigt wird.

Skizze:

Detektoren:

(Peak)



Abweichend davon regelt die Meßvorschrift BAPT 511 MV 1 „Bestimmung der Störstrahlungsleistung und äußeren Störfestigkeit von EVA (Rf)“ die Substitution von Signalen einer EVA. Dabei werden hinsichtlich der Empfängerbandbreite (9 kHz/12 kHz) und des Detektors (AV) andere Vorgaben gemacht, um bei der Substitution innerhalb eines Fernsehkanals zu vermeiden, daß Modulationsanteile der TV-Signale mit betrachtet werden.

8 Tastkopfmessung/Strommessung

Die Netzimpedanz ist frequenzabhängig, zeitlich nicht konstant und kann Werte von einigen Kilo-Ohm erreichen. Dadurch ist eine genaue Messung der Störspannung nur bedingt möglich. Exakte, reproduzierbare Messungen können nur mit einer geeigneten Netznachbildung durchgeführt werden. Hinreichend genaue Messungen sind auch mit Hilfe eines Tastkopfs möglich.

Meßfehler bei der Tastkopfmessungen werden verursacht durch ungeeignete Bezugsmassen und durch abweichende Netzimpedanzen.

Als hochfrequenzmäßige Bezugsmasse ist die am Aufstellungsort vorhandene Erde (Bezugserde) zu verwenden. Im allgemeinen können hierfür mit dem Erdreich (Masse) in Verbindung stehende leitende flächige Konstruktionsteile von Gebäuden und Maschinen, z.B. Wasserleitungen, Zentralheizungen, vorhandene Erden von EVA usw. verwendet werden. Wichtig dabei ist, daß die Verbindungsleitung zum Anschluß der Bezugsmasse so kurz wie möglich gehalten wird. Sie muß zur Vermeidung von Welligkeiten kürzer als $1/10$ der Wellenlänge λ sein. Schutzleiter sind in der Regel als Bezugsmasse nicht geeignet, da sie Fremdstörungen führen können und hochfrequent undefinierte Erdwiderstände haben.

Die HF-Eigenschaften des Stromversorgungsnetzes können sich zeitlich, örtlich und frequenzmäßig stark verändern. Durch Nachkontrolle ist sicherzustellen, daß das Maximum der Störspannung erfaßt wird. Erkenntnisse über den momentanen Zustand des Verteilungsnetzes (Netzimpedanz) können durch die Tastkopfmessung mit einfacher (1518Ω) und halber (2988Ω) Belastung (Vorsteckteiler) gewonnen werden. Direkt aus dem Anzeigerückgang kann der Meßfehler ermittelt werden. (siehe technische Beschreibung des Tastkopfes ESH 2 - Z3).

Auf Daten- und Signalleitungen, bei dem die Leitungsimpedanz normativ mit $150\ \Omega$ festgelegt ist, kann der Störstrom mit Hilfe der Stromzangen ESH2-Z1 bzw. ESV-Z1 gemessen werden.

Wenn der Grenzwert als Spannungspegel festgelegt ist, ist der gemessene Störstrom - bei Vernachlässigung der am Meßort vorhandenen Impedanz - unter Verwendung der normativen Leitungsimpedanz ($150\ \Omega$) umzurechnen.

$$U(\text{dB}\mu\text{V}) = I(\text{dB}\mu\text{A}) + 43,5\ \text{dB}$$

9 Messung niederfrequenter Störungen

Niederfrequente Störgrößen können durch die Messung der magnetischen Feldstärke mittels Feldsonden bestimmt werden.

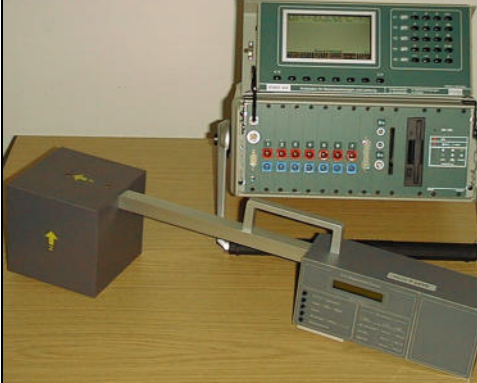
Sehr oft zeigen die Meßgeräte (z.B. EMR 300) die Meßwerte als magnetische Flußdichte (B) in Tesla ($T = \text{Vs}/\text{m}^2$) an. Zur Bewertung der betrachteten Geräte sind diese Meßwerte in magnetische Feldstärke (A/m) umzurechnen, da die Grenzwerte in dieser Einheit angegeben werden.

Umrechnung:

$$B_{(T)} = \mu_{0(Vs/Am)} * H_{(A/m)} \quad \begin{array}{l} (\mu_0 = \text{Permeabilität}) \\ \mu_{0(\text{Luft})} = 4 \times \pi \times 10^{-7} \end{array}$$

**Liste der z. Z. in den AST bzw. in der ZW Göttingen vorhandenen Feldsonden
(hier sind nur die im Amt verfügbaren Sondenköpfe aufgeführt)**

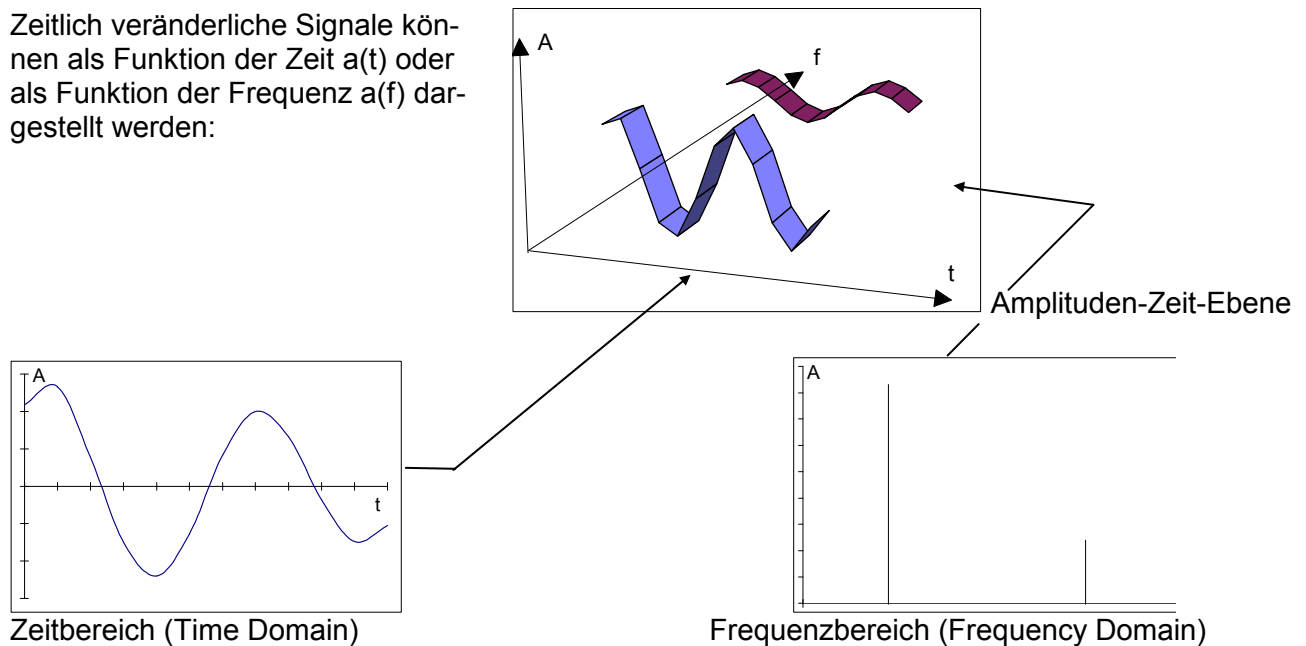
Sonde	Frequenzbereich	Spezifikationen	Darstellung
EFA-1/2	5 Hz - 30 kHz	<u>Detektoren:</u> RMS, Peak <u>Einheiten:</u> nT, μ T, mT, mG, G <u>Anzeige:</u> Feldstärke, Feldkomponenten <u>Bandbreiten:</u> 5 Hz - 2 kHz 5 Hz - 30kHz 30 Hz - 2 kHz 30 Hz - 30 kHz <u>selektiv:</u> $16^{2/3}$, 50, 60, 400 Hz 2./3. Harmonische Speicherung von Meßdaten möglich	
EFA-3	5 Hz - 30 kHz	<u>Detektoren:</u> RMS, Peak <u>Einheiten:</u> nT, μ T, mT, mG, G, V/m, kV/m <u>Anzeige:</u> Feldstärke, Feldkomponenten <u>Bandbreiten:</u> 5 Hz - 2 kHz 5 Hz - 30kHz 30 Hz - 2 kHz 30 Hz - 30 kHz <u>selektiv:</u> $16^{2/3}$, 50, 60, 400 Hz 2./3. Harmonische Speicherung von Meßdaten möglich	
EMR-300	100 kHz - 3 GHz (E-Feld-Sonde Typ 8) 0,3 - 30 MHz (H-Feld-Sonde Typ 12) 27 MHz - 1 GHz (H-Feld-Sonde Typ 10)	<u>Detektoren:</u> Peak, AV, AV (6 min) <u>Einheiten:</u> V/m, A/m, mW/cm ² , W/m ² , % v. Limitwert <u>Bereich:</u> 1 - 800 V/m 2,7 mW - 1,7 kW/m ² 0,03 - 25 A/m 0,34 - 96,5 kW/m ² <u>Anzeige:</u> Feldstärke, Feldkomponenten Speicherung von Meßdaten möglich	

Sonde	Frequenzbereich	Spezifikationen	Darstellung
Holaday HI - 4416	300 kHz - 10 MHz (H-Feld-Sonde HI-4433-LFH)	<u>Bereich:</u> 0,1 - 100 A/m	
	5 MHz - 300 MHz (H-Feld-Sonde HI-4433-HCH)	0,01 - 3 A/m	
	0,5 MHz - 5 GHz (E-Feld-Sonde HI-4433-MSE)	1 - 1000 V/m	
		<u>Detektoren:</u> Peak, AV	
		<u>Einheiten:</u> (k)V/m, A/m,	
		<u>Anzeige:</u> Feldstärke, Feldkomponenten	
		Speicherung von Meßdaten möglich	
NFM 1	60 kHz - 350 MHz (E-Feld-Sonde 1 V)	<u>Bereich:</u> 2 - 1500 V/m	
	100 kHz - 10 MHz (H-Feld-Sonde 2)	2 - 40 kV/m (50 Hz)	
		1 - 10 A/m	
EWS-92	0 Hz - 25 kHz	<u>Detektoren:</u> Peak, AV, QP	
		<u>Einheiten:</u> V, A, Wh, nT, µT, mT, U _{eff} , I _{eff} , kW, kVA,	
		<u>Bereich:</u> 2 - 800 V	
		<u>Bandbreiten:</u> Bandpässe wählbar bzw. selektiv einstell- bar	
		<u>Anzeige:</u> Feldstärke, Feldkomponenten Netzkomponenten Leistungsfaktoren (Wirk- u. Scheinleistg.) Änderung eines Para- meters pro Zeiteinheit	
		<u>Auswertung:</u> mittels Programm über PC möglich, Daten im Gerät auf Diskette zu speichern	<u>möglicher Einsatz z. B. bei:</u> Messung von Gleichfeldern Messung niederfrequenter Wechselfelder Netzanalyse (Strommessung, Span- nungsmessung, Phasenlagebestim- mung) Oberschwingungsmessung Flickermessung

10 Signaltheorie im Frequenzbereich (Fourieranalyse)

In diesem Abschnitt werden nur zusammenfassende Aussagen über die Zusammenhänge und keine herleitungen. Quelle zum Nachlesen ist u.a. das Buch „Spektrumanalyse“ (Schnorrenberg; Vogel-Verlag Würzburg), daß in jeder ASt vorhanden ist.

Zeitlich veränderliche Signale können als Funktion der Zeit $a(t)$ oder als Funktion der Frequenz $a(f)$ dargestellt werden:



Diese einfache Darstellung zeigt, daß sich jede periodisch wiederholende Funktion durch eine Reihe von Sinus- und Cosinusschwingungen bestimmter Frequenz erklären läßt.

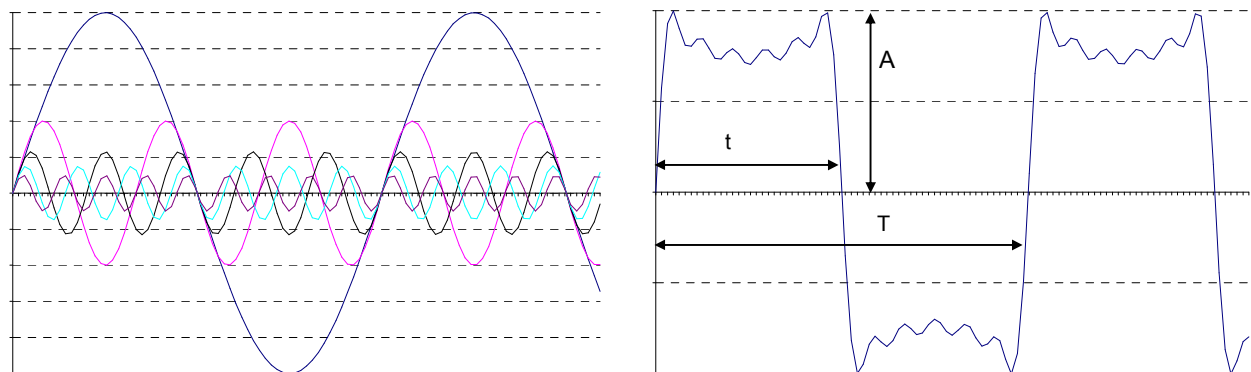
$$a(t) = a_o + \sum_{n=1}^x (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad \omega = 2\pi f \quad (1)$$

Da die Einzelschwingungen zusammengefaßt werden können und in der Spektrumanalyse die Amplituden der Spektralkomponenten c_n interessieren, kann man auch schreiben:

$$a(t) = c_o + \sum_{n=1}^x c_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (2)$$

mit $c_o = a_o$; $c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\phi_n = \arctan(-\frac{b_n}{a_n})$

Am Beispiel einer Rechteckfunktion kann man zeigen, wie sie aus einer Reihe von Einzelschwingungen entsteht, wobei die Anzahl der beteiligten Harmonischen (hier mit fallender Amplitude) eines Grundsignales das „saubere“ Bild des Rechteckimpulses entscheidend beeinflusst.



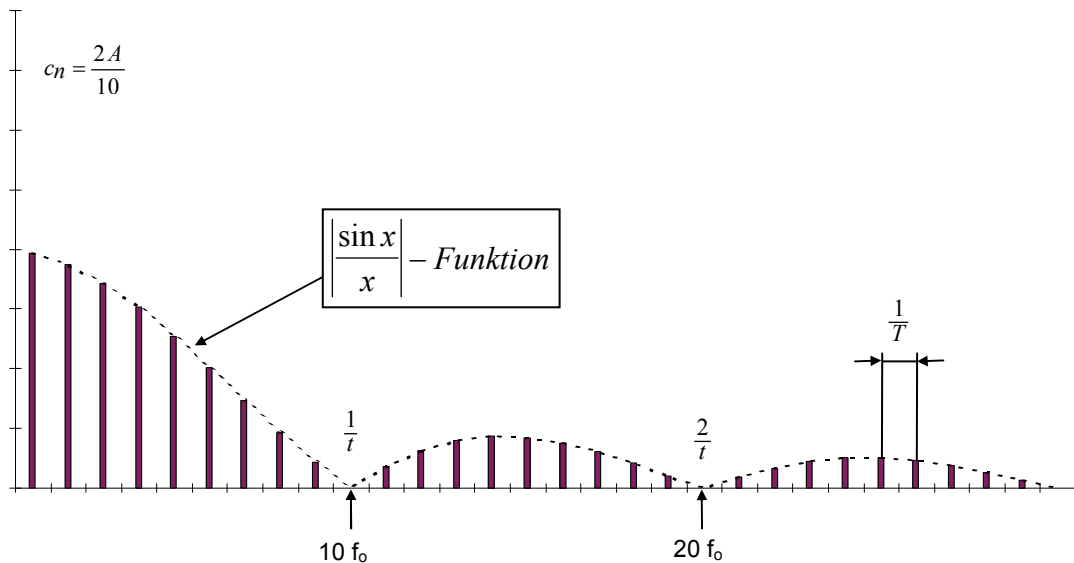
Bei gepulsten Signalen (hier der Rechteckimpuls) interessieren neben der Amplitude „A“ die Impulsbreite „t“ und die Pulsperiode „T“.

Durch diese Parameter lassen sich die spektrale Verteilung und damit natürlich auch die Verteilung der Energie eines beliebigen Impulses beschreiben. Nach FOURIER kann man die Spektralkomponenten c_n innerhalb einer Pulsperiode „T“ unter Beachtung des Tastverhältnisses „t/T“ folgendermaßen berechnen:

$$c_n = 2A \frac{t}{T} \frac{\sin(x)}{x} \quad \text{mit:} \quad x = n\pi \frac{t}{T} \quad (3)$$

Beispiel:

Wenn man eine Rechteckfunktion mit einem Tastverhältnis $t/T=1/10$ wählt, ergibt sich nach der Formel (3) für die Spektralkomponenten c_n mit $n= 1 - 30$ nachstehendes Bild:



In der Praxis hat man somit die Möglichkeit, anhand der Spektraldarstellung auf die Parameter Impulslänge „t“ bzw. Impulsfolge „T“ zu schließen, weil folgende Zusammenhänge gelten:

- die Nullstellen eines Spektrums liegen bei ganzzahligen Vielfachen von $1/t$
- der Abstand zweier Spektrallinien entspricht dem Kehrwert der Impulsfolge „T“
- die Amplitudenmaxima der Hüllkurven fallen nach der Funktion $1/x$
- die Amplituden der einzelnen Harmonischen werden sehr klein, da sich die Energie des Impulses auf alle verteilt.

Ein klassischer Fall zur Bestimmung der Parameter einer gepulsten Aussendung ist die Darstellung von Radarsignalen auf diese Art und Weise mit dem Spektrumanalysator.

In diesem Fall ist allerdings darauf zu achten, daß das Spektrum nicht mit einem Durchlauf des Analysators, sondern über einen hinreichend großen Zeitraum geschrieben wird.

Anfangs kann man gut die Impulsperiode der Aussendung über den Abstand zweier Spektrallinien bestimmen, später geht dies aufgrund der Auffüllung des Spektrums schlechter.

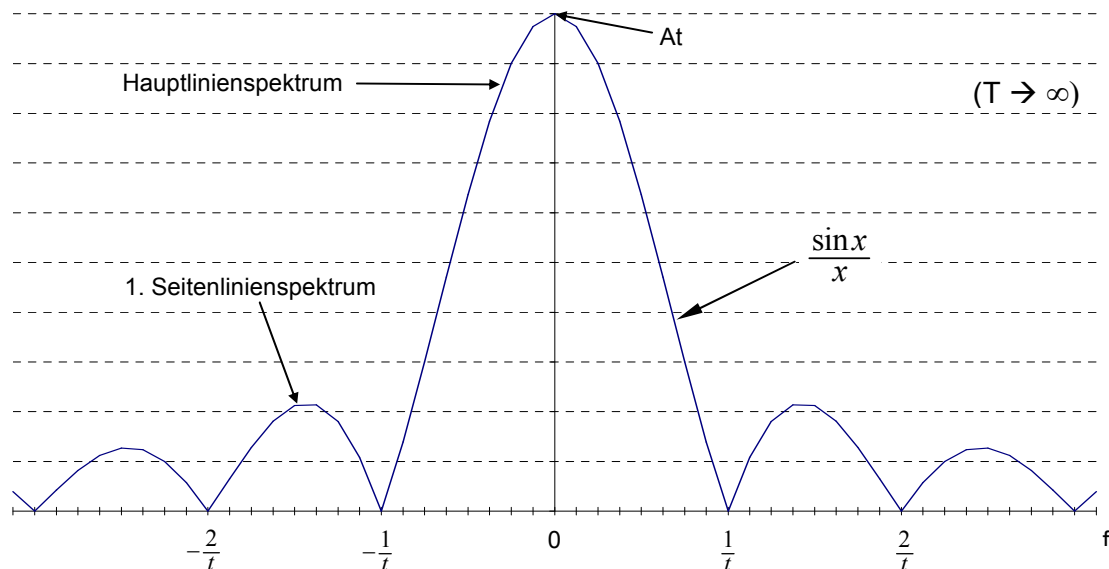
Wenn man die Impulslänge des Signales über die Nullstellen der Spektraldarstellung bestimmen will, kann man dazu auch die zweite oder (sofern noch dargestellt) dritte Nullstelle verwenden.

Setzt man Deltamarker auf f_0 und die Nullstelle, berechnet sich die Impulslänge nach

$$t_{\text{Impuls}} = \frac{1}{df_{\text{Marker}}}$$

Kontrolliert man das Ergebnis über z.B. die zweite Nullstelle, ist das Ergebnis natürlich zu verdoppeln, da das Delta auch verdoppelt wurde.

Wenn in der Praxis nur ein einzelner Störimpuls vorliegt, kann man auch annehmen, daß die Impulsfolge einer angenommenen Frequenz „ $T \rightarrow \infty$ “ geht. Damit wird nach der obigen Darstellung deutlich, daß der Abstand zweier Spektrallinien „ $1/T \rightarrow 0$ “ geht und somit das entstehende Spektrum sehr eng zusammenrückt - es entsteht ein bei 0 Hz beginnendes „Dichtespektrum“, welches ebenfalls nach der Funktion $\frac{\sin x}{x}$ bestimmt wird. Auch hier entstehen Nullstellen, die bei ganzzahligen Vielfachen von „ $1/t$ “ (t = Länge des Impulses) liegen.



In dieser Darstellung wird die Energieverteilung des Impulses abgebildet. Da man nicht mehr die Amplitude einzelner Spektrallinien bestimmen kann (s.o.), wird die Spektraldichte in Energie pro Hertz Bandbreite (V/Hz) angegeben.

Für typische Impulse ergeben sich auch entsprechend charakteristische Signalformen im Frequenzbereich, so daß im Umkehrschluß bei Kenntnis der Zusammenhänge schlußfolgerungen auf das Impulsbild im Zeitbereich möglich ist.

Beispiel:

Darstellung im Zeitbereich

Rechteckimpuls

→

Merkmal des Dichtespektrums im Frequenzbereich

Die Amplitude der ersten Seitenlinie ist um ca 13 dB gegenüber f_0 bedämpft.

Dreieckimpuls

→

Die Amplitude der ersten Seitenlinie ist um ca 26 dB gegenüber f_0 bedämpft. Damit ist hier der Energieanteil des Hauptlinienspektrums höher als beim Rechteckimpuls.

11 Intermodulation

11.1 Was ist Intermodulation?

Intermodulationsstörungen sind Beeinträchtigungen des Empfangs innerhalb des Nutzkanals, die durch mehrere gleichzeitig einfallende bzw. entstehende Signale im Empfangssignal hervorgerufen werden.

Sie entstehen z. B. im breitbandigen HF-Eingangsteil von Empfangsanlagen an den Nichtlinearitäten der Transistorkennlinien oder außerhalb des Empfängers an korrodierten Kontaktstellen der eigenen Antennenleitung bzw. auch an Stellen mit Sekundärstrahlerwirkung, die mit dem Übertragungsweg technisch nichts zu tun haben (Starkstromleitungen, Maschendrahtzäunen, etc.) Durch Mischung mindestens zweier nicht auf der Empfangsfrequenz liegender Signale entsteht dabei ein Störsignal im Empfangskanal.

Auch an den Nichtlinearitäten in Senderendstufen können Intermodulationsprodukte entstehen, wenn die HF-Energie von sehr nahegelegenen anderen Sendern über die Sendeantenne oder auch durch die direkte Einstrahlung in den Sender gelangt. Diese Intermodulationsprodukte werden abgestrahlt und können so zu Störungen führen.

Weiterhin ist denkbar, daß Intermodulation in Antennenverstärkern entsteht, die ihrerseits diese Produkte abstrahlen und an anderen Stellen der Störeindruck entsteht.

Die nichtlineare Kennlinie, an der die Mischung stattfindet, kann durch eine Potenzreihe (siehe Schnorrenberg) angenähert werden. Die daraus ableitbare allgemeine Entstehungsgleichung lautet:

$$f_0 = \pm n_1 \cdot f_1 \pm n_2 \cdot f_2 \pm n_3 \cdot f_3 \pm \dots \pm n_i \cdot f_i \quad (1)$$

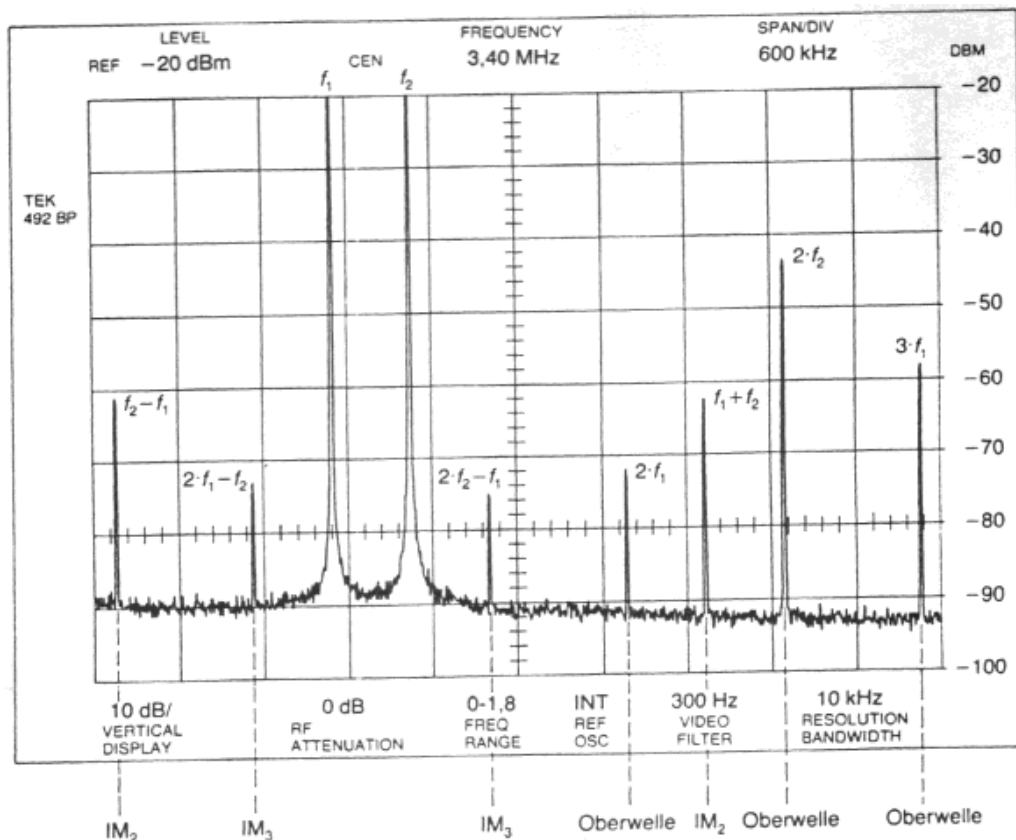
$f_{1, 2, 3, \dots, i}$ = gleichzeitig beteiligte Frequenzen

$n_{1, 2, 3, \dots, i}$ = Nummer der jeweiligen wirkenden Harmonischen

In der Praxis werden Intermodulationen zumeist durch zwei beteiligte Frequenzen hervorgerufen, so daß die Intermodulationsprodukte n-ter Ordnung relativ schnell zu berechnen sind, bzw. im Umkehrschluß die beteiligten Frequenzen ermittelt werden können.

11.2 Berechnungsbeispiele

2 Sender	Intermodulation 2. Ordnung	
	$f_0 = f_A + f_B$ $f_0 = f_A - f_B$	Große Pegel von f_A oder f_B , da mindestens eine der beiden Frequenzen vom Nutzkanal sehr weit abliegen muß (außerhalb der HF-Eingangsbandbreite) und entsprechend stark gedämpft wird.
	Intermodulation 3. Ordnung	
	$f_0 = 2f_A - f_B$	Praktisch sehr bedeutsam, da beide Sender innerhalb der Bandbreite der Eingangskreise des Empfängers liegen können.
	Intermodulation 5. Ordnung	
	$f_0 = 3f_A - 2f_B$	Praktisch bedeutsam ähnlich der dritten Ordnung, wobei allerdings die Intermodulationsfestigkeit der Empfänger für IMK 5. Ordnung ca. 10 dB höher ist.
3 Sender	Intermodulation 3. Ordnung	
	$f_0 = f_A + f_B + f_C$	Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten dieser Intermodulationsstörungen ist gering.
	Intermodulation 5. Ordnung	
	$f_0 = 3f_A - f_B - f_C$ $f_0 = 2f_A + f_B - 2f_C$	Intermodulationsstörungen durch drei Signale sind sehr selten, da dabei drei Sender mit entsprechender Frequenzlage und großer Feldstärke gleichzeitig arbeiten müssen.



Eine Intermodulationsstörung entsteht nur dann, wenn die beteiligten Signale hinreichend hohe Amplituden haben. Bei der Beurteilung von Störungsfällen kann es zweckmäßig sein, die Situation durch eine Größe, den rechnerischen Störpegel U_{st} , anzugeben, selbst wenn mehrere Sender gemeinsam die Störung erzeugen. Der Störpegel U_{st} kann aufgrund der Entstehungsmechanismen der Intermodulation an nichtlinearen Kennlinien abgeleitet werden und läßt den quantitativen Betrag der einzelnen Signale zur Störung erkennen. Für die praktisch wichtigsten Fälle gilt:

IM 3. Ordnung (2 Sender): $U_{st} = 1/3 (2U_{fA} + U_{fB})$ (2)

IM 5. Ordnung (2 Sender): $U_{st} = 1/5 (3U_{fA} + 2U_{fB})$ (3)

U_{st} = rechnerischer Störpegel

$U_{fA / fB}$ = Empfängereingangsspannungspegel von f_1 und f_2

Das im Empfänger auf der f_0 tatsächlich störend wirksame Intermodulationssignal ist gegenüber dem rechnerischen Störpegel um den Intermodulationsabstand ΔIM des Empfängers kleiner.

Es gilt: $U_{st(f_0)} = U_{st} - \Delta IM$ (4)

Die durch die Gleichung (2) und (3) gegebenen Zusammenhänge gelten praktisch nicht für U_{f1} bzw. U_{f2} , wenn durch zu hohe Spannungen auch Nachbarkanalstörungen auftreten können.

Der Intermodulationsabstand ΔIM ist bei den Empfängern verschieden. Dabei ist er immer abhängig vom Eingangspegel der Signale. Diese Abhängigkeit des Intermodulationsabstandes von der Empfängereingangsspannung wird im Abschnitt 10.4 „Interceptpunkte“ sichtbar.

11.3 Mathematischer Zusammenhang (siehe Schnorrenberg; S. 135) - informativ (!)

Verstärker- und Mischstufenkennlinien in Empfängern haben die allgemeine Form:

$$i = K_1 (U - U_K) + K_2 (U - U_K)^2 + K_3 (U - U_K)^3, \text{ mit u.a.} \\ \text{linearen, quadrat., kubischen Anteilen der Kennlinie (Anstieg)}$$

Wenn man das Eingangssignal „n“ anlegt und U_0 den Bereich zwischen dem Beginn der Kennlinie U_K bis zum Arbeitspunkt U_A angibt ($U_0 = U_A - U_K$), kann man für die Kennlinie schreiben:

$$i = K_1 (U_0 + n) + K_2 (U_0 + n)^2 + K_3 (U_0 + n)^3 \quad (1)$$

Eingangssignal „n“ sollen bei der Intermodulation hier zwei Signale (Frequenzen) sein:

$$n = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad \omega = 2\pi f \quad (2)$$

Eingesetzt in (1) ergibt sich:

$$i = K_1 (U_0 + A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \\ K_2 (U_0 + A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + \\ K_3 (U_0 + A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (3)$$

Nach einer weiteren Rechnung über das Additionstheorem kann man schreiben: (4)

$$i = k_1 U_0 + k_2 (U_0^2 + \frac{1}{2} A_1^2 + \frac{1}{2} A_2^2) + k_3 (U_0^3 + \frac{3}{2} U_0 A_1^2 + \frac{3}{2} U_0 A_2^2) + \quad (\text{Gleichstromkomponente}) \\ (k_1 A_1 + 2k_2 U_0 A_1 + 3k_3 U_0^2 A_1 + \frac{3}{4} k_3 A_1^3 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2) \cos \omega_1 t + \\ (k_2 A_2 + 2k_2 U_0 A_2 + 3k_3 U_0^2 A_2 + \frac{3}{4} k_3 A_2^3 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2) \cos \omega_2 t + \quad (\text{Grundwellen; Kreuzmod.}) \\ (\frac{1}{2} k_2 A_1^2 + \frac{3}{2} k_3 U_0 A_1^2) \cos \omega_1 t + (\frac{1}{2} k_2 A_2^2 + \frac{3}{2} k_3 U_0 A_2^2) \cos \omega_2 t + \quad (1. \text{ Oberwellen}) \\ \frac{1}{4} k_3 A_1^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A_2^3 \cos 3\omega_2 t + \quad (2. \text{ Oberwellen}) \\ (k_2 A_1 A_2 + 3k_3 U_0 A_1 A_2) [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] + \quad (\text{Mischprodukte}) \\ \frac{3}{4} k_3 A_1^2 A_2 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3}{4} k_3 A_1 A_2^2 [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \\ (\text{Intermodulation})$$

Erklärung:

- Kreuzmodulation ist eine Sonderform der Intermodulation und kann nur bei AM-modulierten Signalen vorkommen (aus der Formel: ... $\frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2$...; ... $\frac{3}{2} k_3 A_1 A_1^2$).
- bei Mischprodukten können bei FM-modulierten Signalen ggf. die Modulationen beider Signale mitgehört werden (aus der Formel: ... $\cos(\omega_1 + \omega_2)t$...), während bei AM-modulierten Signalen eine Multiplikation der Hüllkurven auftritt (aus der Formel: ... $k_2 A_1 A_2 + 3k_3 U_0 A_1 A_2$...), die nur dann klar hörbar ist, wenn ein Signal unmoduliert wäre.
- bei den weiteren Intermodulationen kommt es zu Hubverzerrungen durch die Vielfachen der Frequenzen f_1/f_2 (aus der Formel: z.B. ... $\cos(2\omega_1 + \omega_2)t$...; ... $\cos(2\omega_2 + \omega_1)t$).

Die Modulation der beteiligten Sender ist zu verstehen, sofern sie F3 Modulation haben und der Störabstand genügend klein ist. Bei Sendern, die mit ihren zweiten und dritten Harmonischen in das Intermodulationsprodukt eingehen, können durch die auftretenden Hubvervielfachungen nicht-lineare NF-Verzerrungen auftreten. Diese sind jedoch bei weitem nicht so auffällig, wie die beim Abhören von Nachbarkanalstörungen zu beobachtenden Verzerrungen. Die Verständlichkeit des intermodulationserzeugenden Senders wird kaum beeinträchtigt. Charakteristisch für Intermodulationsstörungen ist die Übernahme der Modulation mehrerer Störer.

- Beispiel:**
- Störungsmeldung auf Kanal 8 (196,25 MHz)
 - festgestelltes Störsignal auf 196,8 MHz, auf dem 2 Modulationen klar hörbar waren (getrennt voneinander in Gesprächspausen)

Dieser Fall weist auf FM-modulierte Signale hin, da nur hier die Möglichkeit besteht, beide Modulationen klar zu hören. Weiterhin kann sofort auf eine Intermodulation 2. Ordnung gefolgert werden, so daß oben angegebene Bildungsvorschriften bei Kenntnis der Senderlandschaft relativ schnell zu der Erkenntnis führen:

$$f_0 = f_1 + f_2 \rightarrow f_1 = 103,1 \text{ MHz}; \rightarrow f_2 = 93,7 \text{ MHz}$$

Um noch einmal den Zusammenhang zu der ausführlichen Formel (4) zu verdeutlichen, weisen wir auf den Teil hin, in welchem die Intermodulation als „Mischprodukte“ beschrieben wurde (aus der Formel: ... $\cos(\omega_1 + \omega_2)t$...).

11.4 Interceptpunkte

Intermodulationen sind amplitudenabhängig und wachsen daher mit steigenden Signalpegeln. Je nach Ordnungszahl (2., 3., 5., etc.) erfolgt die Zunahme proportional. Die IM-Produkte z.B. der 2. Ordnung sind bei den Mittenfrequenzen $f_1 + f_2$ und $f_2 - f_1$ um den IM-Abstand ΔIM_2 und die Produkte 3. Ordnung sind bei $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$ um ΔIM_3 gegenüber den Amplituden der Nutzsignale f_1 bzw. f_2 bedämpft. Da aber der Pegel beispielsweise der Intermodulation 3. Ordnung (1. Harmonische des 1. Signales in Verbindung mit der 2. Harmonischen des 2. Signales) bei einer Änderung des Eingangspegels (dB) dreimal so schnell wie dieser ansteigt, ergeben sich zwangsläufig Punkte, bei denen die IM-Produkte den gleichen Wert wie das Nutzsignal erreichen können. Dieses sind die Interceptpunkte der jeweils betrachteten Ordnung (siehe Bild). Dieser Wert ist zumeist theoretischer Natur, da weit zuvor schon Sättigungseffekte (Kompression) auftreten.

(Bild aus: „Spektralanalyse“ von Schnorrenberg S. 138)

Es zeigt, daß bei einem Eingangspegel $P_e(f_1, f_2)$ von -30 dBm der IM-Abstand ΔIM für $IM_3 > 70 \text{ dBc}$ und für $IM_2 > 60 \text{ dBc}$ beträgt.

Weiterhin ist gut die proportionale Zunahme der IM-Produkte bei steigendem Eingangspegel erkennbar. Damit ist deutlich, daß der Interceptpunkt 3. Ordnung IP_3 eher (bei 5 dBm) erreicht wird, als der IP_2 (bei 30 dBm). Die beschriebene theoretische Natur dieser Punkte wird durch Erreichen der Kompression ab -18 dBm deutlich.

Damit kann man den verzerrungsfreien Dynamikbereich für Eingangssignale bestimmen:

$$\text{Interceptpunkt } IP(\text{dBm}) = \frac{\Delta IM}{(N-1)} + P_e$$

Im Umkehrschluß kann bei Kenntnis des Pegels des Eingangssignales und des IP-Wertes auf den Intermodulationsabstand ΔIM des Empfängers geschlossen werden.

