

Christoph Rauscher
(Volker Janssen, Roland Minihold)

Grundlagen der Spektrumanalyse

Inhalt

1	EINFÜHRUNG	9
2	SIGNALE	10
2.1	Signaldarstellung im Zeitbereich	10
2.2	Zusammenhang zwischen Zeit- und Frequenzbereich	11
3	AUFBAU UND BEDIENELEMENTE EINES SPEKTRUM- ANALYSATORS	19
3.1	Fourier-Analysator (FFT-Analysator)	19
3.2	Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip	29
3.3	Wesentliche Einstellmöglichkeiten	32
4	PRAKTISCHE REALISIERUNG EINES ANALYSATORS NACH DEM ÜBERLAGERUNGSPRINZIP	34
4.1	HF-Eingangsteil (Frontend)	34
4.2	ZF-Signalverarbeitung	46
4.3	Ermittlung der Videospannung, Videofilter	58
4.4	Detektoren	64
4.5	Meßkurvenverarbeitung	77
4.6	Wesentliche Abhängigkeiten	80
4.6.1	Sweep-Zeit, Span, Auflöse- und Videobandbreite	80
4.6.2	Referenzpegel und HF-Dämpfung	84
4.6.3	Aussteuerung	90
5	LEISTUNGSMERKMALE VON SPEKTRUMANALYSATOREN	100
5.1	Eigenrauschen	100
5.2	Nichtlinearitäten	108
5.3	Phasenrauschen (spektrale Reinheit)	120
5.4	1-dB-Kompressionspunkt und maximaler Eingangspegel	126
5.5	Dynamikbereich	131
5.6	Störfestigkeit	143
5.7	LO-Durchschlag	146
5.8	Filtereigenschaften	147
5.9	Frequenzgenauigkeit	148
5.10	Pegelmeßgenauigkeit	149
5.10.1	Fehlerbeiträge	150

© Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG
Mühlendorfstraße 15
81671 München
www.rohde-schwarz.com

1. Auflage 2000
Printed in Germany

Dieses Buch kann nur über die Rohde & Schwarz-Vertriebsstellen
und das Münchner Stammhaus bezogen werden.

Eine fotomechanische Reproduktion von Inhaltsteilen für Zwecke der Unterrichts-
gestaltung wird gern erlaubt. Jede weitergehende Verwendung, insbesondere die digi-
tale Erfassung und Weiterverarbeitung, ist untersagt.

PW 0002.6629

5.10.2	Berechnung der Gesamtmeßunsicherheit	157
5.10.3	Fehler durch geringen Signal-Rausch-Abstand	165
5.11	Sweep-Zeit und Update-Rate	168
6	HÄUFIGE MESSUNGEN UND FUNKTIONSERWEITERUNGEN	172
6.1	Phasenrauschmessung	172
6.1.1	Meßablauf	172
6.1.2	Wahl der Auflösebandbreite	175
6.1.3	Dynamikbereich	177
6.2	Messungen an gepulsten Signalen	182
6.2.1	Grundlagen	183
6.2.2	Linien- und Hüllkurvenspektrum	188
6.2.3	Auflösefilter bei Pulsmessungen	193
6.2.4	Kenngrößen von Analysatoren	194
6.2.5	Pulsbewertung bei Störsignalmessungen	196
6.2.5.1	Detektoren, Zeitkonstanten	197
6.2.5.2	Meßbandbreiten	201
6.3	Kanal- und Nachbarkanal-Leistungsmessung	201
6.3.1	Einführung	201
6.3.2	Wichtige Parameter bei der Nachbarkanal- Leistungsmessung	204
6.3.3	Meßdynamik bei Nachbarkanal-Leistungsmessungen	205
6.3.4	Meßverfahren zur Bestimmung der Nachbarkanalleistung mit einem Spektrumanalysator	206
6.3.4.1	Integration der Leistung im Spektralbereich	206
6.3.4.2	Bewertung der spektralen Leistung mit Modulationsfilter (IS-136, TETRA, WCDMA)	210
6.3.4.3	Messung der Kanalleistung im Zeitbereich	212
6.3.4.4	Spektrale Messungen an TDMA-Systemen	213

VERZEICHNIS DER MESSTIPS

Messungen im 75-Ω-System	35
Messung an Signalen mit Gleichspannungsanteil	39
Maximale Empfindlichkeit	106
Identifizierung von Intermodulationsprodukten	118
Verbesserung der Eingangsanpassung	156

LITERATURVERZEICHNIS	216
DIE AKTUELLEN SPEKTRUMANALYSATOR- MODELLREIHEN VON ROHDE & SCHWARZ	218

1 EINFÜHRUNG

Eine der häufigsten Meßaufgaben in der Nachrichtentechnik ist die Betrachtung von Signalen im Frequenzbereich. Die hierzu benötigten Spektrumanalysatoren gehören dementsprechend zu den vielseitigsten und meistverbreiteten Meßgeräten der HF-Technik. Mit Frequenzbereichen bis zu 40 GHz und darüber werden sie bei nahezu allen Anwendungen der drahtlosen sowie drahtgebundenen Nachrichtenübertragung in Entwicklung, Fertigung, Installation und Wartung eingesetzt. Mit der wachsenden Verbreitung der mobilen Kommunikation treten dabei neben Parametern wie Eigenrauschanzeige, Dynamik und Frequenzbereich auch zunehmend Anforderungen hinsichtlich Funktionsumfang und Meßgeschwindigkeit in den Vordergrund. Darüber hinaus werden Spektrumanalysatoren auch für Messungen im Zeitbereich verwendet, z. B. zur Aufnahme der Ausgangsleistung eines Senders für Zeitmultiplex-Systeme in Abhängigkeit von der Zeit.

Dieses Buch soll den Einstieg in das Gebiet der Spektrumanalyse erleichtern. Zum Verständnis der komplexen Meßgeräte ist es vorteilhaft, den theoretischen Hintergrund der Spektrumanalyse zu kennen. Selbst für den im Umgang mit Spektrumanalysatoren erfahrenen Bediener kann es nützlich sein, sich den einen oder anderen Zusammenhang ins Gedächtnis zurückzurufen, um leicht vermeidbare, in der Praxis aber „gern“ gemachte Meßfehler auszuschließen.

Neben der Behandlung der Grundlagen soll auch ein Einblick in typische Messungen, wie etwa Phasenrausch- oder Kanalleistungsmessungen, gegeben werden.

2 SIGNALLE

2.1 Signaldarstellung im Zeitbereich

Im Zeitbereich wird die Amplitude elektrischer Signale über der Zeit aufgetragen – eine Darstellung, wie man sie beim Oszilloskop findet. Zur Veranschaulichung einiger Vorgänge ist es jedoch günstiger, das Signal durch einen komplexen Drehzeiger zu repräsentieren. Der Zusammenhang zwischen beiden Arten der Darstellung ist in Bild 2-1 anhand eines einfachen Sinussignals dargestellt.

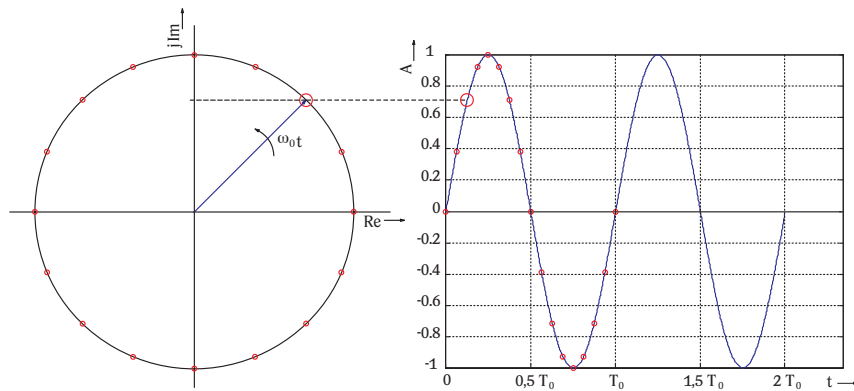


Bild 2-1 Darstellungen eines Sinussignals durch Projektion eines komplexen Drehzeigers auf die imaginäre Achse

Die über der Zeitachse aufgetragene Amplitude entspricht der Projektion des Zeigers auf die imaginäre Achse (jIm). Für die Kreisfrequenz, mit der der Drehzeiger rotiert, gilt:

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad (Gl. 2-1)$$

mit ω_0 Kreisfrequenz, in s^{-1}
 f_0 Signalfrequenz, in Hz

Ein sinusförmiges Signal mit $x(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)$ lässt sich somit auch durch $x(t) = A \cdot \text{Im} \{ e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot t} \}$ beschreiben.

2.2 Zusammenhang zwischen Zeit- und Frequenzbereich

Elektrische Signale können sowohl im Zeitbereich, mit Hilfe eines Oszilloskops, als auch im Frequenzbereich, mit Hilfe eines Spektrumanalysators, betrachtet werden (siehe Bild 2-2).

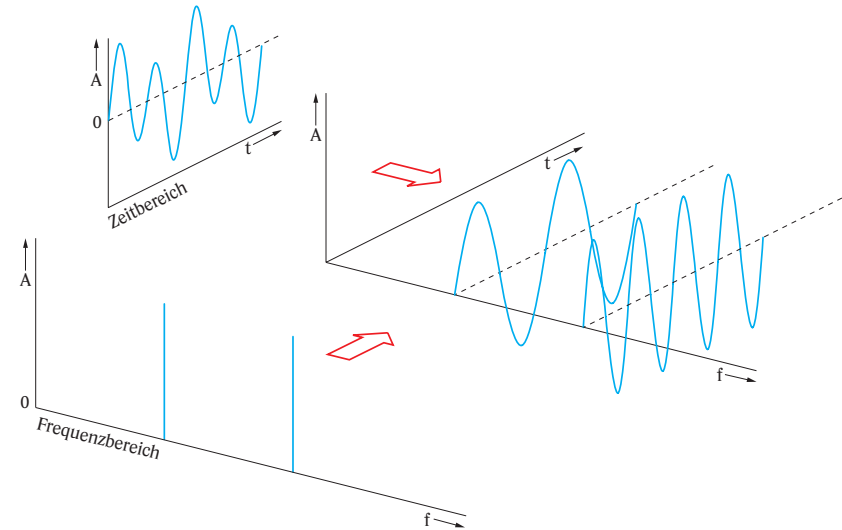


Bild 2-2 Betrachtung von Signalen im Zeit- und Frequenzbereich

Beide Darstellungsarten sind durch die Fourier-Transformation (gekennzeichnet durch F) miteinander verknüpft, d.h. jedes im Zeitbereich veränderliche Signal weist ein charakteristisches Frequenzspektrum auf. Es gilt:

$$\underline{X}_f(f) = F\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (Gl. 2-2)$$

bzw.

$$x(t) = F^{-1}\{\underline{X}_f(f)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \underline{X}_f(f) \cdot e^{j2\pi f t} df \quad (Gl. 2-3)$$

mit	$F\{x(t)\}$	Fourier-Transformation von $x(t)$
	$F^{-1}\{\underline{X}(f)\}$	inverse Fourier-Transformation von $\underline{X}(f)$
	$x(t)$	Signal im Zeitbereich
	$\underline{X}_f(f)$	komplexes Signal im Frequenzbereich

Zur Veranschaulichung dieses Zusammenhangs sollen zunächst nur Signale mit periodischem Verhalten im Zeitbereich betrachtet werden.

Periodische Signale

Das Theorem von Fourier besagt, daß jedes beliebige im Zeitbereich periodische Signal aus einer Summe von sinus- und cosinusförmigen Signalen unterschiedlicher Frequenz und Amplitude gebildet werden kann. Eine solche Summe wird als Fourier-Reihe bezeichnet. Es gilt:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (Gl. 2-4)$$

Die Fourier-Koeffizienten A_0 , A_n und B_n sind abhängig von der Kurvenform des Signals $x(t)$ und können wie folgt berechnet werden:

$$A_0 = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) dt \quad (Gl. 2-5)$$

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt \quad (Gl. 2-6)$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt \quad (Gl. 2-7)$$

mit	$\frac{A_0}{2}$	Gleichanteil
	$x(t)$	Signal im Zeitbereich
	n	Ordnung der harmonischen Schwingung
	T_0	Periodendauer
	ω_0	Kreisfrequenz

In Bild 2-3b ist ein durch eine Fourier-Reihe angenähertes Rechtecksignal dargestellt. Die einzelnen Summanden sind in Bild 2-3a abgebildet. Die Annäherung an ein ideales Rechtecksignal wird um so besser, je größer die Anzahl solcher Einzelkomponenten wird.

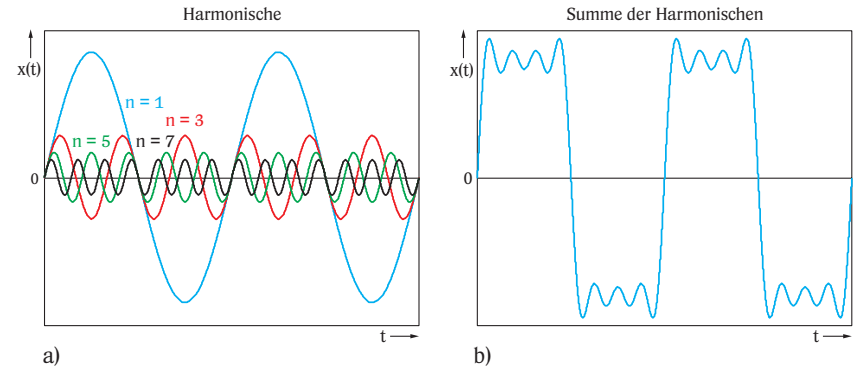


Bild 2-3 Annäherung eines Rechtecksignals durch die Summe verschiedener sinusförmiger Schwingungen.

Im Fall eines sinus- bzw. cosinusförmigen Signals läßt sich für Gl. 2-2 eine geschlossene Lösung angeben, so daß man für die komplexe Spektrumdarstellung folgende Zusammenhänge erhält:

$$F\{\sin(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)\} = \frac{1}{j} \cdot \delta(f - f_0) = -j \cdot \delta(f - f_0) \quad (Gl. 2-8)$$

bzw.

$$F\{\cos(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t)\} = \delta(f - f_0) \quad (Gl. 2-9)$$

mit $\delta(f - f_0)$ Dirac-Funktion, mit $\delta(f - f_0) = 1$ wenn $f - f_0 = 0$, also $f = f_0$
 $\delta(f - f_0) = 0$ sonst

Man erkennt, daß das Spektrum sowohl des Sinus- als auch des Cosinus-signals aus einem einzigen Dirac-Stoß bei f_0 besteht (siehe auch Bild 2-5a). Die Beträge der Fourier-Transformierten von Sinus- und Cosinussignal sind identisch, d.h. bei gleicher Frequenz f_0 weisen beide Signale ein identisches Betragsspektrum auf.

Zur Berechnung des Spektrums eines periodischen Signals, dessen Zeitverlauf durch eine Fourier-Reihe gemäß Gl. 2-4 beschrieben wird, muß jeder Summand der Reihe transformiert werden. Jedes dieser Elemente führt zu einem Dirac-Impuls, also einer diskreten Komponente im Frequenzbereich. Periodische Signale weisen daher immer diskrete Spektren auf, man spricht auch von Linienspektren. Für das in Bild 2-3 dargestellte angenäherte Rechtecksignal ergibt sich entsprechend das in Bild 2-4 dargestellte Spektrum.

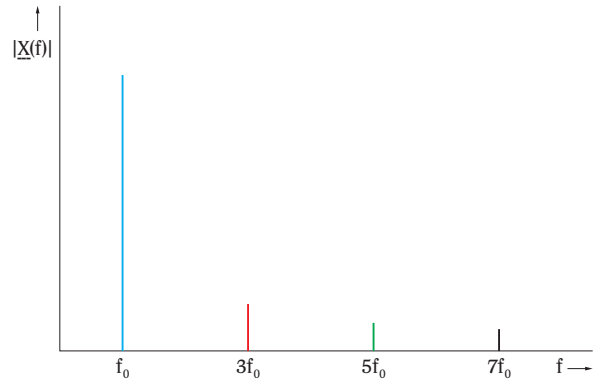
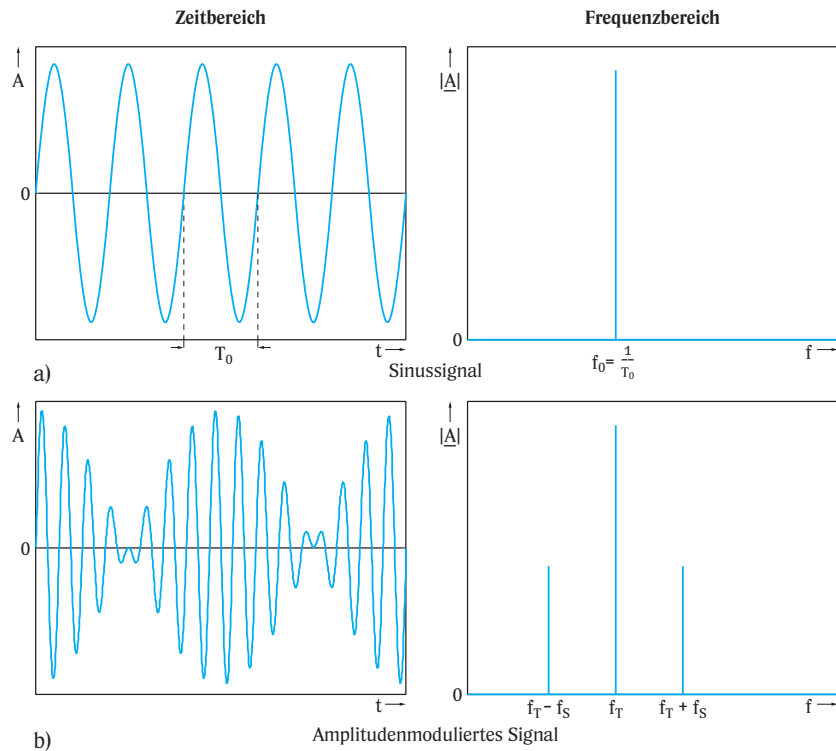


Bild 2-4 Betragsspektrum des in Bild 2-3 dargestellten angenäherten Rechtecksignals

Als weitere Beispiele hierzu sind in Bild 2-5 einige periodische Signale in Zeit- und Frequenzbereich dargestellt.



b)

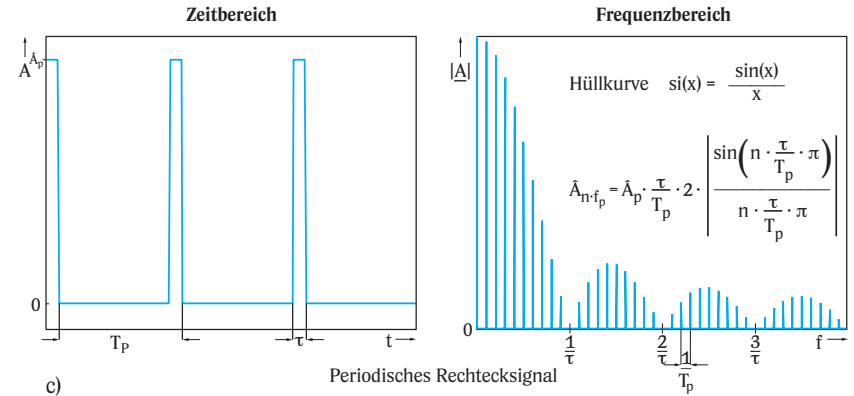


Bild 2-5 Periodische Signale im Zeit- und Frequenzbereich (Betragsspektren)

Nicht-periodische Signale

Signale mit nicht-periodischem Verlauf im Zeitbereich lassen sich nicht durch Fourier-Reihen beschreiben. Dementsprechend setzt sich das Frequenzspektrum solcher Signale nicht aus diskreten spektralen Komponenten definierter Amplitude zusammen. Nicht-periodische Signale weisen vielmehr ein kontinuierliches Frequenzspektrum mit frequenzabhängiger spektraler Dichte auf. Das Signal im Frequenzbereich wird durch Fourier-Transformation (Gl. 2-2) berechnet.

Wie für das Sinus- und Cosinussignal läßt sich hierbei für viele Signale eine geschlossene Lösung von Gl. 2-2 finden. Tabellen mit solchen Transformationspaaren finden sich u.a. in [2-1].

Für Signale mit zufälligem Verlauf im Zeitbereich, z.B. Rauschen oder zufällige Bit-Folgen, existiert jedoch selten eine geschlossene Lösung. Das Spektrum kann dann einfacher durch numerische Lösung von Gl. 2-2 bestimmt werden.

In Bild 2-6 sind einige nicht-periodische Signale im Zeit- und Frequenzbereich dargestellt.

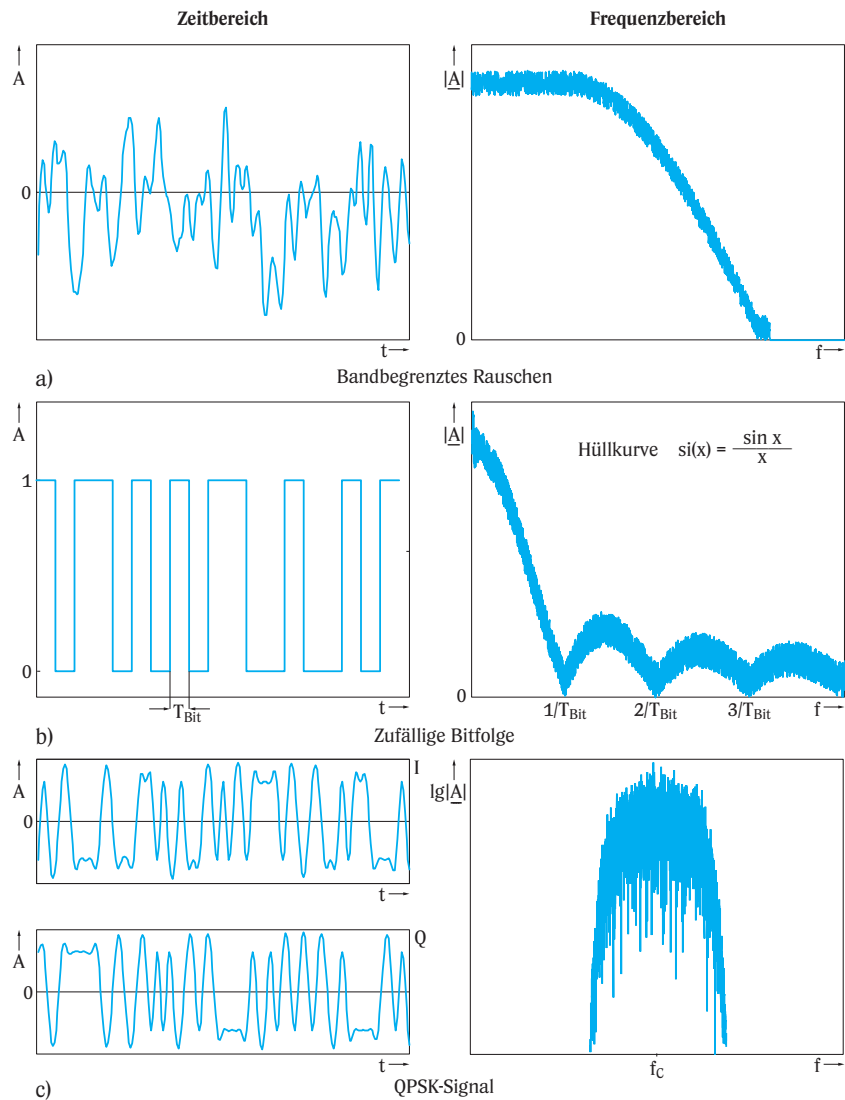


Bild 2-6 Nicht-periodische Signale im Zeit- und Frequenzbereich

Abhängig von der durchzuführenden Messung kann entweder die Betrachtung im Zeit- oder Frequenzbereich vorteilhaft sein. So ist für Jitter-Messungen, wie sie z.B. bei der digitalen Datenübertragung im Basisband durchgeführt werden, stets ein Oszilloskop erforderlich. Für die Bestimmung des Oberwellengehalts ist jedoch die Betrachtung im Frequenzbereich vorteilhaft:

Bei dem in Bild 2-7 dargestellten Signal handelt es sich scheinbar um ein reines sinusförmiges Signal mit einer Frequenz von 20 MHz. Aufgrund obiger Überlegungen erwartet man daher, daß das Spektrum lediglich aus einer einzelnen Komponente bei 20 MHz besteht.

Bei Betrachtung des Signals im Frequenzbereich mit Hilfe eines Spektrumanalysators stellt man hingegen fest, daß der Grundwelle (Harmonische 1. Ordnung) mehrere Harmonischen höherer Ordnung, also Vielfache von 20 MHz, überlagert sind (Bild 2-8). Diese Information kann dem Signal im Zeitbereich nur schwer entnommen werden. Eine quantitative Beurteilung der Harmonischen höherer Ordnung ist praktisch nicht möglich. Ebenso kann z.B. auch die Kurzzeitstabilität von Frequenz und Amplitude eines Sinussignals im Frequenzbereich wesentlich einfacher untersucht werden (siehe auch Kapitel 6.1, Phasenrauschmessung).

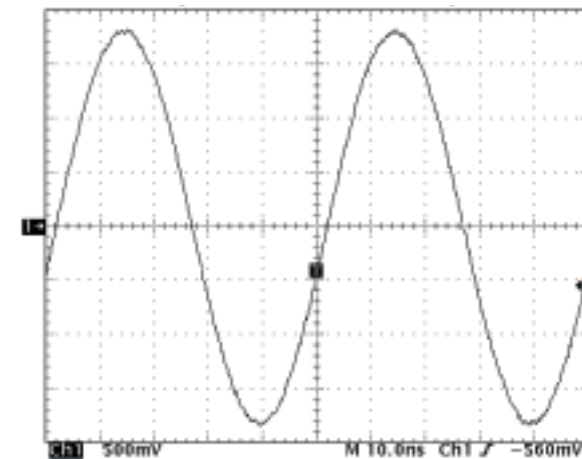


Bild 2-7 Sinussignal ($f = 20 \text{ MHz}$) mit dem Oszilloskop betrachtet

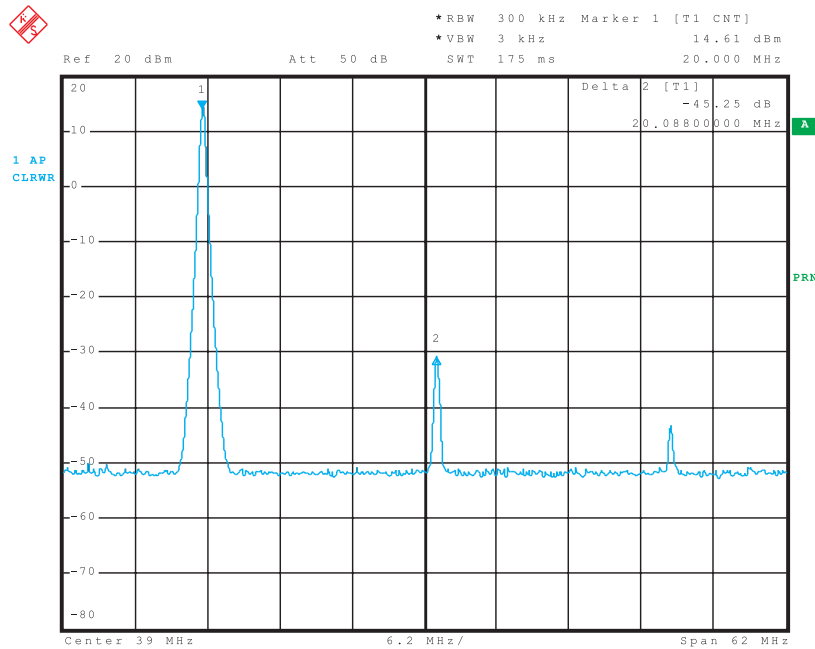


Bild 2-8 Sinussignal wie in Bild 2-7, jedoch im Frequenzbereich mit einem Spektrumanalysator betrachtet

3 AUFBAU UND BEDIENELEMENTE EINES SPEKTRUMANALYSATORS

Abhängig von der durchzuführenden Messung werden verschiedene Anforderungen hinsichtlich der maximalen Eingangsfrequenz an den Spektrumanalysator gestellt. Der Eingangsfrequenzbereich läßt sich angesichts der verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten von Spektrumanalysatoren in folgende Bereiche gliedern:

- NF-Bereich bis ca. 1 MHz
- HF-Bereich bis ca. 3 GHz
- Mikrowellenbereich bis ca. 40 GHz
- Millimeterwellenbereich über 40 GHz

Der NF-Bereich bis ca. 1 MHz umfaßt die niederfrequente Elektronik sowie Akustik und Mechanik. Im HF-Bereich finden sich vorwiegend Anwendungen der drahtlosen Nachrichtenübertragung wie z. B. mobile Kommunikation und Hör- und Fernseh-Rundfunk, während für breitbandige Anwendungen, wie z. B. digitaler Richtfunk, zunehmend Frequenzbänder im Mikrowellen- oder Millimeterwellenbereich genutzt werden.

Je nach Frequenzbereich sind verschiedene Analytorkonzepte realisierbar. Auf die beiden wichtigsten wird nachfolgend im Detail eingegangen.

3.1 Fourier-Analysator (FFT-Analysator)

Wie im Abschnitt 2 gezeigt, ist das Spektrum eines Signals bereits eindeutig durch dessen Zeitverlauf festgelegt. Zeit- und Frequenzbereich sind dabei durch die Fourier-Transformation miteinander verknüpft. Mit Gl. 2-2 läßt sich daher aus einem im Zeitbereich erfaßten Signal dessen Spektrum berechnen. Zu einer exakten Berechnung wäre allerdings ein unendlich langer Betrachtungszeitraum erforderlich. Darüber hinaus setzt Gl. 2-2 voraus, daß die Signalamplitude zu jeder Zeit bekannt ist. Das Ergebnis dieser Berechnung wäre ein kontinuierliches Spektrum, d. h. die Frequenzauflösung wäre unbegrenzt hoch.

Es ist offensichtlich, daß eine solche exakte Berechnung praktisch nicht möglich ist. Dennoch kann das Spektrum unter bestimmten Voraussetzungen mit ausreichender Genauigkeit ermittelt werden.

Die Fourier-Transformation erfolgt in der Praxis mit Hilfe von digitaler Signalverarbeitung, d.h. das zu analysierende Signal muß zunächst mit Hilfe eines Analog-Digital-Wandlers abgetastet und in der Amplitude quantisiert werden. Durch die Abtastung wird aus dem kontinuierlichen Eingangssignal ein zeitdiskretes Signal, wodurch Information über den Zeitverlauf verloren geht. Die Bandbreite des Eingangssignals muß daher begrenzt sein, da andernfalls durch die Abtastung die Eindeutigkeit aufgrund von Aliasing-Effekten verloren geht (siehe Bild 3-1). Nach dem Abtasttheorem von SHANNON muß die Abtastfrequenz f_A mindestens doppelt so hoch wie die Bandbreite B_e des Eingangssignals sein. Es gilt:

$$f_A \geq 2 \cdot B_e \quad \text{und} \quad f_A = \frac{1}{T_A} \quad (\text{Gl. 3-1})$$

mit f_A Abtastfrequenz, in Hz
 B_e Signalbandbreite, in Hz
 T_A Abtastperiodendauer, in s

Bei der Abtastung von tiefpaßgefilterten Signalen (sogenannten Tiefpaßsignalen) wird die minimal erforderliche Abtastfrequenz durch die maximale Signalfrequenz $f_{e,max}$ bestimmt. Aus Gl. 3-1 wird dann:

$$f_A \geq 2 \cdot f_{e,max} \quad (\text{Gl. 3-2})$$

Ist $f_A = 2 \cdot f_{e,max}$ so kann das Signal bei ungünstiger Lage der Abtastzeitpunkte unter Umständen nicht mehr aus den Abtastwerten rekonstruiert werden. Ebenso wäre zur Bandbegrenzung ein Tiefpaß mit unendlich hoher Flankensteilheit erforderlich. In der Praxis wird daher mit Abtastfrequenzen, die deutlich größer als $2 \cdot f_{e,max}$ sind, gearbeitet.

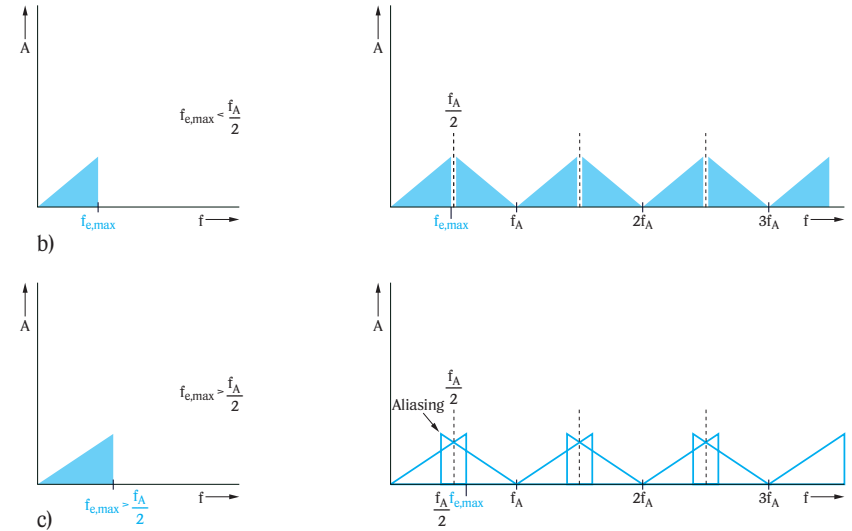
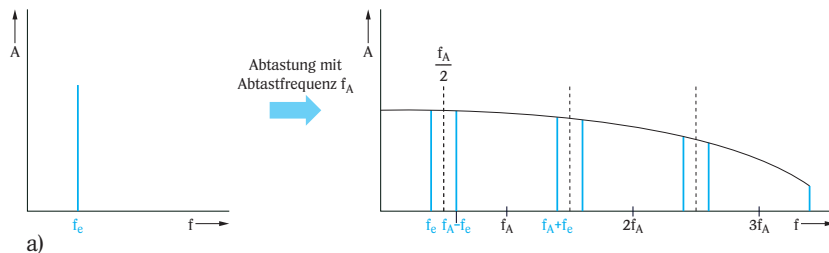


Bild 3-1 Abtastung eines Tiefpaßsignals mit der Abtastfrequenz f_A
 a), b) $f_{e,max} < f_A/2$
 c) $f_{e,max} > f_A/2$, daher keine Eindeutigkeit aufgrund von Aliasing

Für die Fourier-Transformation wird nur ein Ausschnitt des Signals betrachtet, d.h. es wird nur eine begrenzte Anzahl N von Abtastwerten zur Berechnung verwendet. Man nennt dies Fensterung. Das Eingangssignal (siehe Bild 3-2a) wird hierzu vor oder nach der Abtastung im Zeitbereich mit einer bestimmten Fensterfunktion multipliziert. Bei dem Beispiel in Bild 3-2 wird dabei ein Rechteckfenster verwendet (Bild 3-2b), das Ergebnis der Multiplikation ist in Bild 3-2c dargestellt.

Bei der Berechnung des Signalspektrums aus den Abtastwerten des Signals im Zeitbereich spricht man von diskreter Fourier-Transformation (DFT). Aus Gl. 2-2 wird somit

$$\underline{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \underline{x}(nT_A) \cdot e^{-j2\pi kn/N} \quad (\text{Gl. 3-3})$$

mit k Index der diskreten Auswertefrequenzen, mit $k = 0, 1, 2 \dots$
 n Index der Abtastwerte
 $\underline{x}(nT_A)$ Abtastwert zum Zeitpunkt $n \cdot T_A$, mit $n = 0, 1, 2 \dots$
 N Länge der DFT, d.h. Gesamtanzahl der Abtastwerte, die zur Berechnung der Fourier-Transformation verwendet werden

Das Ergebnis der diskreten Fourier-Transformation ist wiederum ein diskretes Frequenzspektrum (siehe Bild 3-2d), d.h. das berechnete Spektrum setzt sich aus einzelnen Komponenten bei den sog. Auswertefrequenzen zusammen, für die gilt:

$$f(k) = k \cdot \frac{f_A}{N} = k \cdot \frac{1}{N \cdot T_A} \quad (Gl. 3-4)$$

- mit $f(k)$ diskrete Auswertefrequenz, in Hz
- k Index der diskreten Auswertefrequenzen, mit $k = 0, 1, 2 \dots$
- f_A Abtastfrequenz, in Hz
- N Länge der DFT

Man erkennt, daß die Auflösung, also der minimale Abstand, den zwei spektrale Komponenten des Eingangssignals aufweisen müssen, um bei zwei verschiedenen Auswertefrequenzen $f(k)$ und $f(k+1)$ angezeigt zu werden, vom Betrachtungszeitraum $N \cdot T_A$ abhängig ist. Die notwendige Betrachtungsdauer steigt mit der gewünschten Auflösung.

Durch die Abtastung wird das Spektrum des Signals mit der Periode f_A periodisiert (siehe auch Bild 3-1). In Bild 3-2d tritt in der diskreten Darstellung des Spektrums daher auch eine Komponente bei der Auswertefrequenz $f(k=6)$ auf. Betrachtet man in Bild 3-1a den Frequenzbereich von 0 bis f_A , so wird deutlich, daß dies die Komponente bei $f_A - f_e$ ist.

In dem in Bild 3-2 dargestellten Beispiel konnte das Signalspektrum exakt berechnet werden, d.h. im diskreten Spektrum existiert eine Auswertefrequenz, die exakt der Signalfrequenz entspricht. Folgende Voraussetzungen sind hierfür erforderlich:

- das Signal muß periodisch sein (Periodendauer T_0)
- die Beobachtungsdauer $N \cdot T_A$ muß ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer T_0 des Signals sein

In der Praxis sind diese Bedingungen jedoch meist nicht erfüllt, wodurch das Ergebnis der Fourier-Transformation vom Erwarteten abweicht. Diese Abweichung äußert sich in Form einer Verbreiterung des Signalspektrums sowie gleichzeitig durch Amplitudenfehler. Beide Effekte werden im folgenden beschrieben.

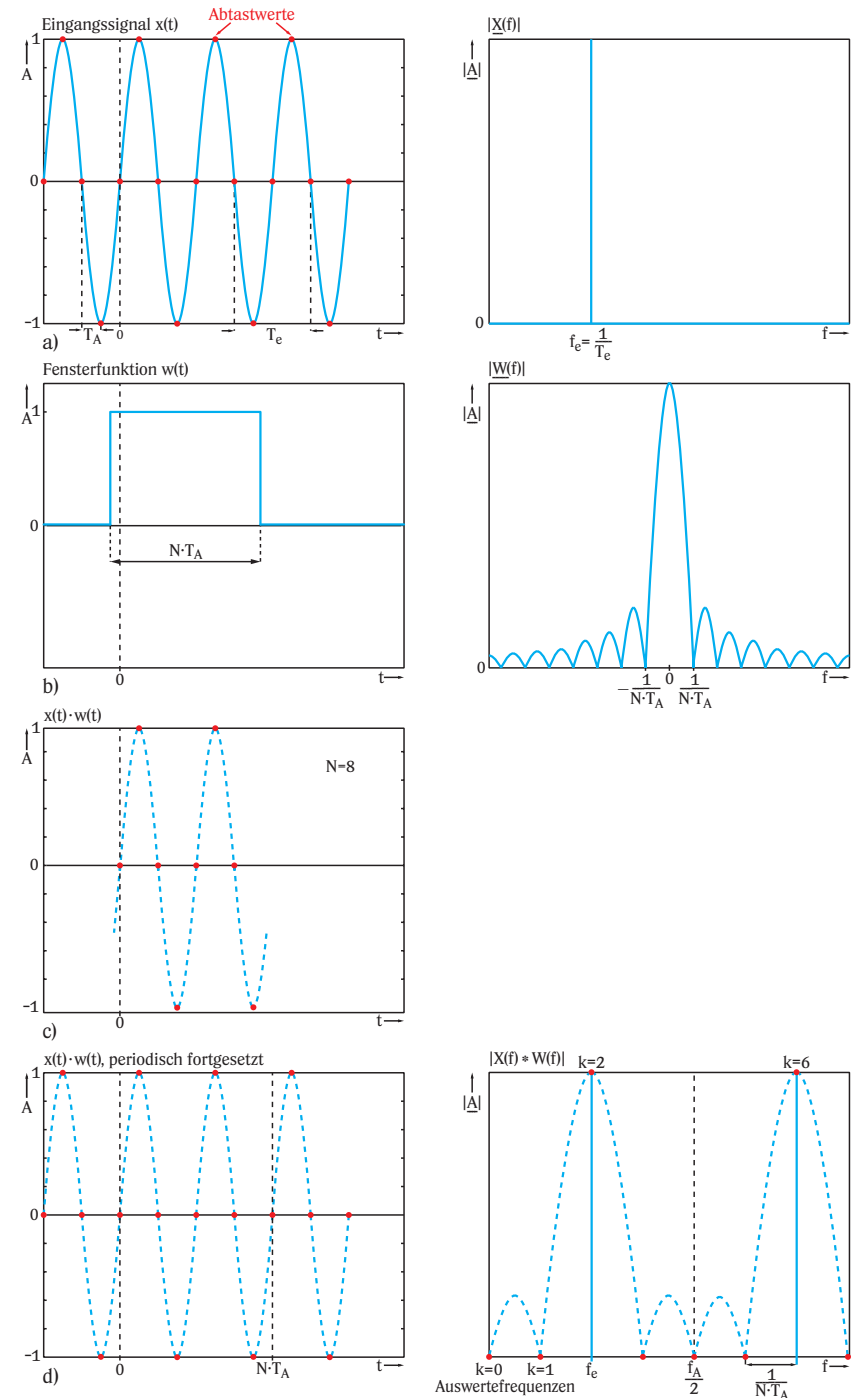


Bild 3-2 DFT bei periodischem Eingangssignal. Die Beobachtungsdauer ist ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Eingangssignals

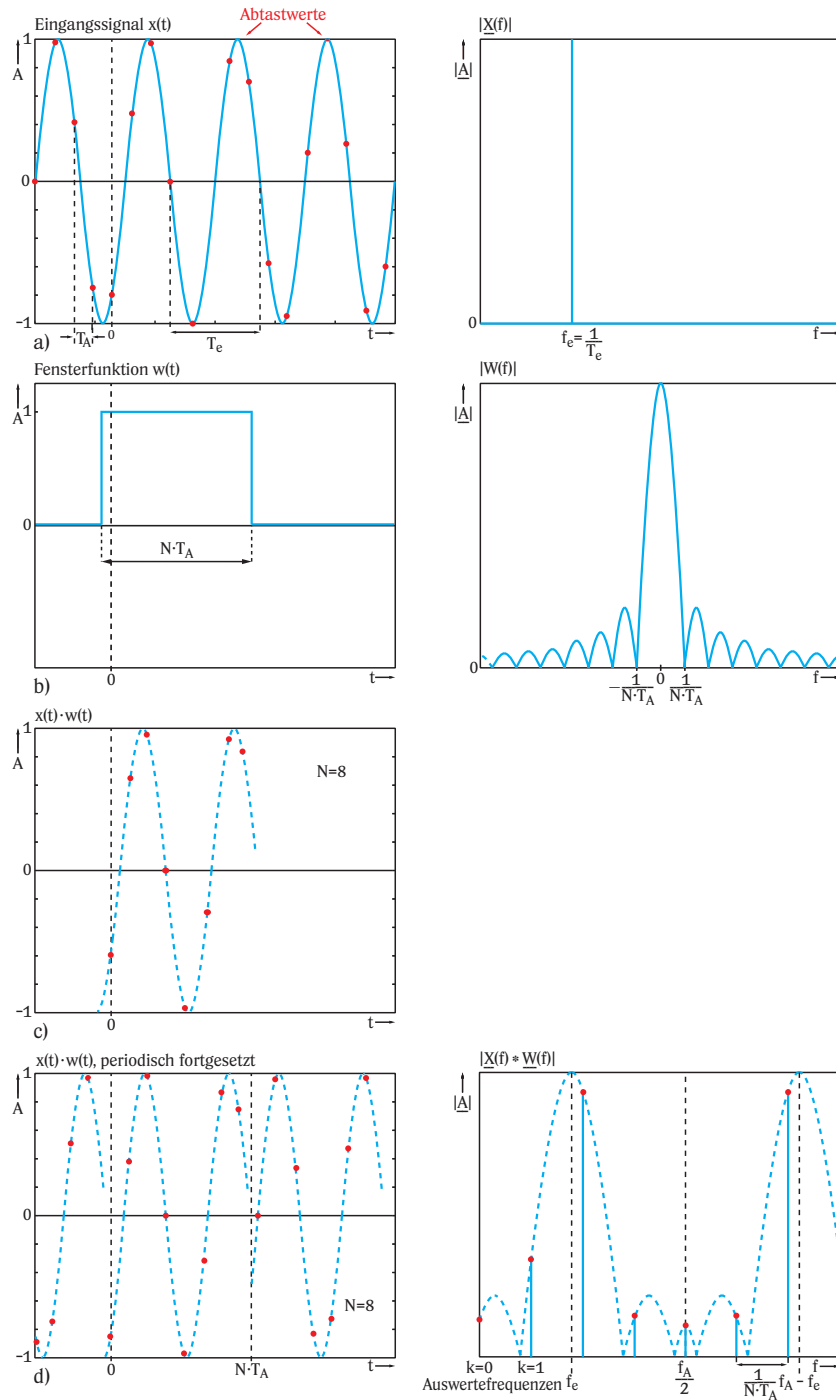


Bild 3-3 DFT mit periodischem Eingangssignal. Die Beobachtungsdauer ist kein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Eingangssignals

Die Multiplikation von Eingangssignal und Fensterfunktion im Zeitbereich entspricht einer Faltung im Frequenzbereich (siehe auch [2-1]). Dort folgt der Betrag der Übertragungsfunktion des in Bild 3-2 verwendeten Rechteckfensters einer si-Funktion, also

$$|W(f)| = N \cdot T_A \cdot \text{si}(2\pi f \cdot N \cdot T_A / 2) = N \cdot T_A \cdot \frac{\sin(2\pi f \cdot N \cdot T_A / 2)}{2\pi f \cdot N \cdot T_A / 2} \quad (\text{Gl. 3-5})$$

mit $W(f)$ Fensterfunktion im Frequenzbereich
 $N \cdot T_A$ Fensterbreite

Neben den ausgeprägten Nebenmaxima ergeben sich auch Nullstellen bei Vielfachen von $1 / (N \cdot T_A)$. Durch die Faltung mit der Fensterfunktion wird das resultierende Signalspektrum verschmiert, also deutlich verbreitert. Man spricht dabei vom Leckeffekt.

Ist das Eingangssignal periodisch und die Beobachtungsdauer $N \cdot T_A$ darüber hinaus ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer, so tritt bei Rechteckfensterung kein Leckeffekt auf, da mit Ausnahme bei der Signalfrequenz stets Nullstellen auf die (benachbarten) Auswertefrequenzen fallen (siehe Bild 3-2d).

Sind diese Bedingungen jedoch nicht erfüllt, was in der Regel der Fall ist, so existiert keine Auswertefrequenz, die der Signalfrequenz entspricht. In Bild 3-3 ist ein solcher Fall dargestellt. Das aus der DFT resultierende Spektrum ist deutlich breiter, da die tatsächliche Signalfrequenz zwischen zwei Auswertefrequenzen liegt und darüber hinaus die Nullstellen der Fensterfunktion nicht mehr auf die benachbarten Auswertefrequenzen fallen.

Wie ebenfalls in Bild 3-3d zu erkennen ist, ergibt sich in diesem Fall auch ein Amplitudenfehler. Bei konstanter Beobachtungsdauer ist der Betrag dieses Amplitudenfehlers abhängig von der Signalfrequenz des Eingangssignals (siehe Bild 3-4). Der Fehler wird maximal, wenn die tatsächliche Signalfrequenz exakt in der Mitte zwischen zwei Auswertefrequenzen liegt.

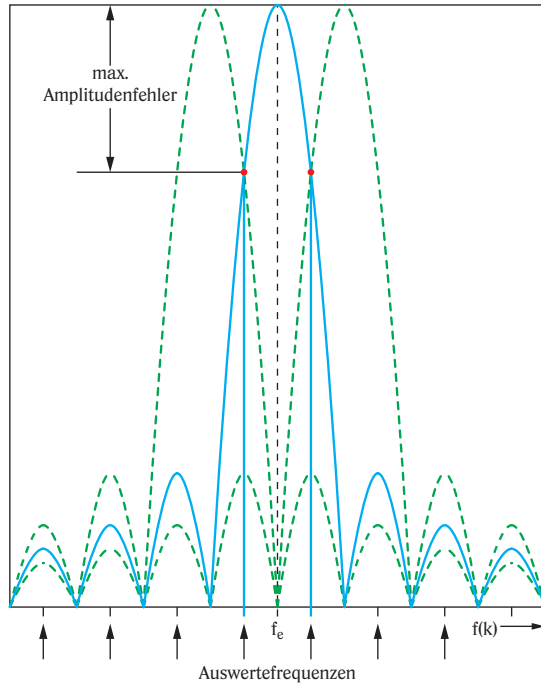


Bild 3-4 Amplitudenfehler bei Rechteckfensterung in Abhängigkeit von der Signalfrequenz

Durch Erhöhen der Beobachtungsdauer kann zwar die absolute spektrale Verbreiterung durch die gewonnene höhere Auflösung reduziert werden, der maximal mögliche Amplitudenfehler bleibt dabei jedoch unverändert. Beide Effekte können aber durch Verwendung optimierter Fensterfunktionen anstelle des Rechteckfensters verringert werden. Solche Fensterfunktionen weisen im Frequenzbereich niedrigere Nebenmaxima auf, wodurch – wie in Bild 3-5 gezeigt – der Leckeffekt verringert wird. Weitere Informationen zu Fensterfunktionen finden sich in [3-1] und [3-2].

Um die für die Spektrumanalyse notwendige, hohe Pegelgenauigkeit zu erreichen, wird in der Regel das sogenannte Flattop-Fenster verwendet. Der maximale Pegelfehler beträgt bei dieser Fensterfunktion lediglich 0,05 dB. Nachteilig ist die vergleichsweise breite Hauptkeule, wodurch die Frequenzauflösung reduziert wird.

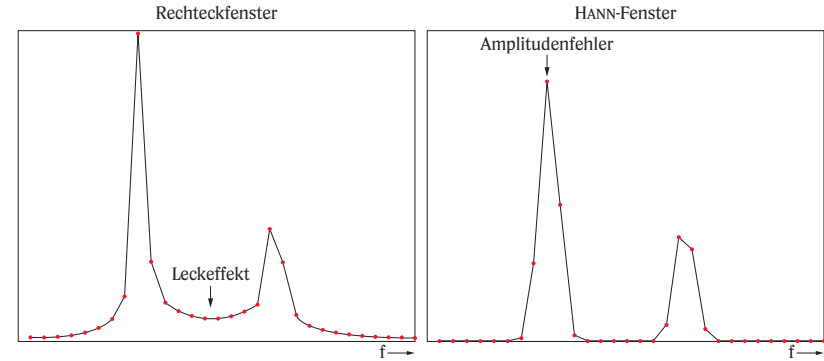


Bild 3-5 Leckeffekt bei Verwendung von Rechteck- bzw. HANN-Fenster (MatLab®-Simulation)

Die Anzahl der für die Fourier-Transformation erforderlichen Rechenoperationen kann durch Anwendung optimierter Algorithmen reduziert werden. Das hierbei am meisten verbreitete Verfahren ist die sogenannte Fast-Fourier-Transformation (FFT). Spektrumanalysatoren, die nach diesem Prinzip arbeiten, werden daher auch als FFT-Analysatoren bezeichnet. Der Aufbau eines solchen Analysators ist in Bild 3-6 dargestellt.

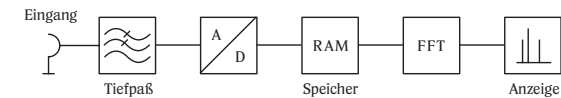


Bild 3-6 Aufbau eines FFT-Analysators

Um die Einhaltung des Abtasttheorems zu erzwingen, wird die Bandbreite des Eingangssignals vor dem A-D-Wandler mit einem analogen Tiefpaß (Grenzfrequenz $f_g = f_{e,max}$) beschränkt. Nach der Abtastung werden die quantisierten Werte zunächst in einem Speicher abgelegt und daraus das Signal im Frequenzbereich berechnet. Das Spektrum wird dann zur Anzeige gebracht.

Durch die Quantisierung der Abtastwerte entsteht sogenanntes Quantisierungsrauschen, das den Dynamikbereich nach unten einschränkt. Es fällt um so geringer aus, je höher die Auflösung (Anzahl der Bits) des verwendeten A-D-Wandlers ist.

Aufgrund der begrenzten Bandbreite von verfügbaren A-D-Wandlern hoher Auflösung ist bei FFT-Analysatoren ein Kompromiß zwischen Dynamik und maximaler Eingangsfrequenz zu suchen. Ein hoher Dynamikbereich von etwa 100 dB ist mit FFT-Analysatoren derzeit nur für niederfrequente Anwendungen bis etwa 100 kHz zu erreichen. Höhere Bandbreiten sind mit geringerer Dynamik verbunden.

Im Gegensatz zu anderen Analysatorkonzepten bleibt bei der komplexen Fourier-Transformation die Phaseninformation erhalten. Mit FFT-Analysatoren kann daher das komplexe Spektrum nach Betrag und Phase ermittelt werden. Bei hinreichend hoher Rechengeschwindigkeit ist darüber hinaus auch Echtzeitanalyse möglich.

Weniger geeignet sind FFT-Analysatoren für die Analyse von gepulsten Signalen (siehe Bild 3-7). Das Ergebnis der FFT ist dabei vom betrachteten Ausschnitt der Zeitfunktion abhängig. Für eine korrekte Analyse ist deshalb eine gewisse Vorkenntnis über das zu analysierende Signal, z. B. zum gezielten Auslösen einer Messung (Trigger), notwendig.

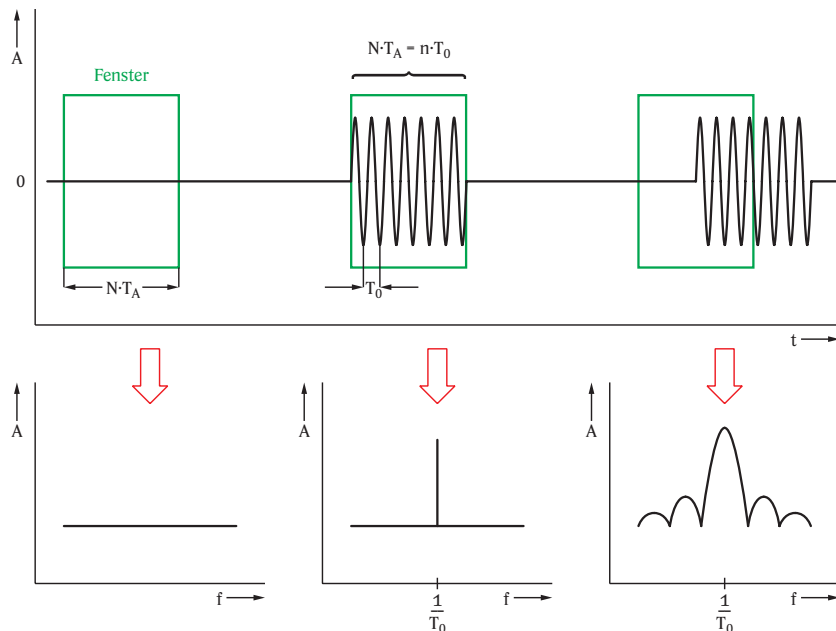


Bild 3-7 FFT bei gepulsten Signalen.
Das Meßergebnis hängt vom Zeitpunkt der Messung ab.

3.2 Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip

Aufgrund der begrenzten Bandbreite verfügbarer A-D-Wandler eignen sich FFT-Analysatoren lediglich für Messungen an niederfrequenten Signalen. Um dennoch Spektren höherfrequenter Signale bis in den Mikrowellen- bzw. Millimeterwellenbereich darstellen zu können, werden Analysatoren mit Frequenzumsetzung verwendet. Das Spektrum des Eingangssignals wird dabei nicht aus dem Zeitverlauf berechnet, sondern durch Analyse direkt im Frequenzbereich ermittelt. Für eine solche Analyse ist es notwendig, das Eingangsspektrum in seine einzelnen Komponenten zu zerlegen. Dies könnte durch ein abstimmbares Bandpaß-Filter, wie in Bild 3-8 gezeigt, erfolgen.

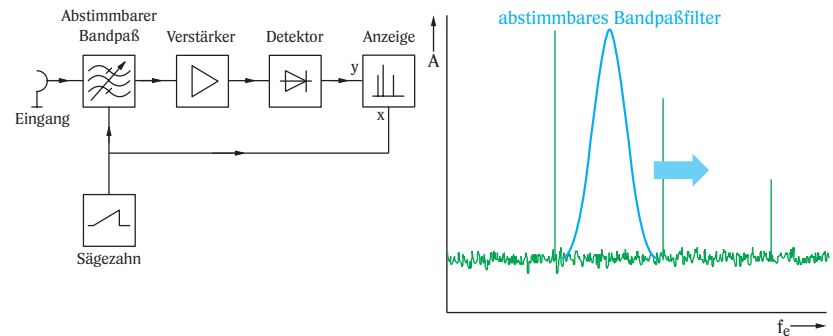


Bild 3-8 Blockschaltbild eines Spektrumanalysators mit abstimmbarem Bandpaß-Filter

Die Filterbandbreite entspricht dabei der Auflösesebandbreite (Resolution Bandwidth, RBW) des Analysators. Je kleiner diese Auflösesebandbreite, desto höher ist die spektrale Auflösung des Analysators.

Schmalbandige, über den gesamten Eingangsfrequenzbereich moderner Spektrumanalysatoren abstimmbare Filter sind technisch jedoch kaum realisierbar. Darüber hinaus haben abstimmbare Filter eine, bezogen auf die Mittenfrequenz, konstante relative Bandbreite. Mit steigender Mittenfrequenz nimmt daher die absolute Bandbreite zu, wodurch dieses Konzept für die Spektrumanalyse nicht geeignet ist.

Spektrumanalysatoren für höhere Eingangsfrequenzbereiche arbeiten daher in der Regel nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers (Heterodyn-Prinzip). Das Blockschaltbild eines solchen Empfängers ist in Bild 3-9 dargestellt.

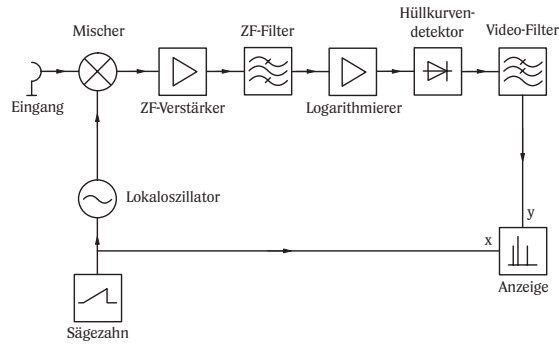


Bild 3-9 Blockschaltbild eines Spektrumanalysators nach dem Überlagerungsprinzip

Beim Überlagerungsempfänger wird das Eingangssignal mit Hilfe eines Mischers und eines Lokaloszillators (LO) auf eine Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt. Ist die Frequenz des Lokaloszillators abstimbar (eine Anforderung, die technisch realisierbar ist), so kann durch Variation der LO-Frequenz der gesamte Eingangsfrequenzbereich auf eine konstante Zwischenfrequenz umgesetzt werden. Die Auflösung des Analysators wird dann durch ein Filter in der ZF-Lage mit fester Mittenfrequenz bestimmt.

Im Gegensatz zu dem eingangs dargestellten Konzept, bei dem das Auflösefilter als dynamische Komponente das Spektrum des Eingangssignals überstreicht, wird nun das Eingangssignal an einem feststehenden Filter „vorbei geschoben“ (siehe Bild 3-10).

Das umgesetzte Signal wird zunächst verstärkt und dem ZF-Filter, das die Auflöseseitenbreite bestimmt, zugeführt. Dieses ZF-Filter hat eine konstante Mittenfrequenz, wodurch die beschriebenen Probleme bei abstimmbaren Filtern umgangen werden.

Um Signale in einem weiten Pegelbereich gleichzeitig am Bildschirm darstellen zu können, wird das ZF-Signal mit Hilfe eines Logarithmierverstäkers komprimiert und die Hüllkurve bestimmt. Das daraus resultierende Signal wird als Videosignal bezeichnet. Mit Hilfe eines einstellbaren Tiefpasses, dem sog. Videofilter, kann dieses Signal gemittelt werden. Es wird dadurch von Rauschen befreit, was zur Glättung des angezeigten Signals führt. Das Videosignal wird der vertikalen Ablenkung einer Kathodenstrahlröhre zugeführt. Da es in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt werden soll, erfolgt die horizontale Ablenkung des Elektronenstrahls mit Hilfe eines Säge-

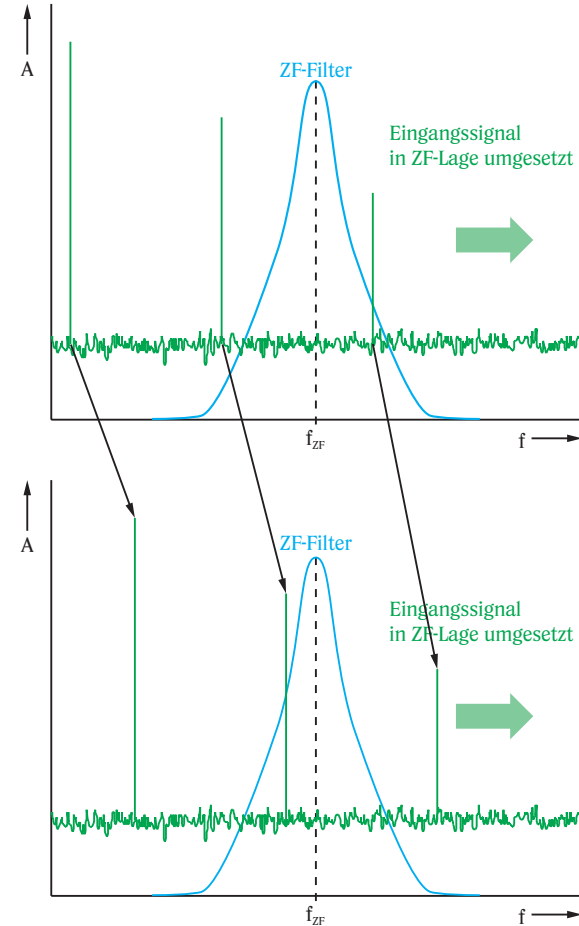


Bild 3-10 Das Signal wird im Überlagerungsempfänger am Auflösefilter „vorbei geschoben“

zahnsignals, das auch zur Abstimmung des Lokaloszillators dient. Sowohl Zwischenfrequenz als auch LO-Frequenz sind bekannt. Die Zuordnung zwischen Eingangssignal und dargestelltem Spektrum ist daher eindeutig.

In modernen Spektrumanalysatoren werden praktisch alle Abläufe durch einen oder mehrere Mikroprozessoren gesteuert, wodurch sich eine Vielzahl neuer Funktionen ergibt, die ohne Rechnersteuerung nicht möglich wären. Ein Beispiel hierfür ist u. a. die Fernsteuerung des Spektrumanalysators über Schnittstellen wie den IEC-Bus.

Moderne Analysatoren nutzen schnelle digitale Signalverarbeitung, d. h. das Eingangssignal wird an geeigneter Stelle mit Hilfe eines A-D-

Wandlers abgetastet und mit einem digitalen Signalprozessor weiterverarbeitet. Mit der raschen Entwicklung der digitalen Signalverarbeitung rückt im Signalpfad auch die Abtastung weiter „nach vorne“. Wurde früher das Videosignal nach dem analogen Hüllkurvendetektor und Videofilter abgetastet, so wird es bei modernen Geräten teilweise bereits auf der letzten, niedrigen Zwischenfrequenz digitalisiert und die Hüllkurve des ZF-Signals aus den Abtastwerten ermittelt.

Auch der erste Lokoszillator wird nicht mehr, wie bei früheren Überlagerungsempfängern, mit einem analogen Sägezahnsignal abgestimmt. Er ist vielmehr über einen Phasenregelkreis (Phase locked loop, PLL) an eine Referenzfrequenz angebunden; die Abstimmung erfolgt durch Variation der Teilungsfaktoren. Der Vorzug der PLL-Technik ist eine wesentlich höhere Frequenzgenauigkeit, als bei analoger Abstimmung möglich wäre.

Anstelle der Kathodenstrahlröhre kann ein LC-Display verwendet werden, was kompaktere Bauformen ermöglicht.

3.3 Wesentliche Einstellmöglichkeiten

Spektrumanalysatoren weisen in der Regel folgende elementare Einstellmöglichkeiten auf (siehe auch Bild 3-11):

• Darzustellender Frequenzbereich

Der darzustellende Frequenzbereich kann durch Start- und Stopp-Frequenz, also der niedrigsten bzw. höchsten darzustellenden Frequenz, oder durch die Mittenfrequenz (Center Frequency) und den Darstellbereich (Span), zentriert um die Mittenfrequenz, eingestellt werden. Letztere Variante ist in Bild 3-11 dargestellt. In modernen Spektrumanalysatoren sind meist beide Möglichkeiten verfügbar.

• Pegeldarstellbereich

Die Einstellung erfolgt über den maximal darzustellenden Pegel, den sog. Referenzpegel (Reference Level), und den Darstellbereich. In Bild 3-11 ist ein Referenzpegel von 0 dBm und ein Darstellbereich von 100 dB eingestellt. Wie später gezeigt wird, ist von dieser Einstellung auch die Dämpfung der eingangsseitigen Eichleitung (RF Attenuator) abhängig.

• Frequenzauflösung

Bei Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip wird die Frequenzauflösung über die Bandbreite des ZF-Filters eingestellt. Man spricht daher auch von der Auflösebandbreite (Resolution Bandwidth, RBW).

• Sweep-Zeit (nur bei Analysatoren nach dem Überlagerungsprinzip)

Die Zeit, die benötigt wird, um das gesamte interessierende Frequenzspektrum aufzunehmen, wird als Sweep-Zeit (Sweep Time) bezeichnet.

Einige dieser Parameter sind voneinander abhängig. So erfordern zum Beispiel sehr kleine Auflösebandbreiten eine lange Sweep-Zeit. Die genauen Zusammenhänge werden im Kapitel 4.6 ausführlich beschrieben.

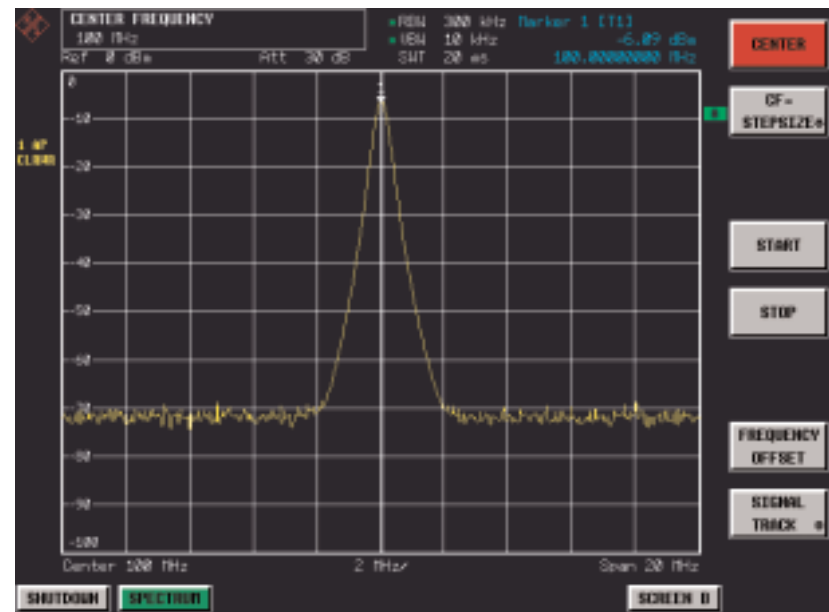


Bild 3-11 Grafische Darstellung des aufgenommenen Spektrums

4 PRAKTISCHE REALISIERUNG EINES ANALYSATORS NACH DEM ÜBERLAGERUNGSPRINZIP

Im folgenden werden die einzelnen Komponenten eines Analysators nach dem Überlagerungsprinzip ausführlich erläutert sowie die praktische Realisierung in einem modernen Spektrumanalysator für den Frequenzbereich 9 kHz bis 3 GHz bzw. 7 GHz dargestellt. Ein detailliertes Blockschaltbild hierzu befindet sich auf der Ausklappseite am Ende dieses Buches. Die einzelnen Blöcke sind numeriert und zu Funktionseinheiten zusammengefaßt.

4.1 HF-Eingangsteil (Frontend)

Wie die meisten Meßgeräte der modernen Nachrichtentechnik weisen Spektrumanalysatoren in der Regel am HF-Eingang eine Impedanz von $50\ \Omega$ auf. Um auch Messungen in $75\ \Omega$ -Systemen, wie z. B. CATV (Cable Television), zu ermöglichen, sind einige Analysatoren alternativ mit einer Eingangsimpedanz von $75\ \Omega$ erhältlich. Mit Hilfe von Transformationsgliedern können aber auch Analysatoren mit $50\ \Omega$ -Eingang dazu verwendet werden (siehe Meßhinweis *Messungen im $75\ \Omega$ -System*).

Ein wichtiges Qualitätsmerkmal des Spektrumanalysators ist das EingangsvSWR, das maßgeblich durch die Bestandteile des Frontends, also Eichleitung, Eingangsfilter sowie erster Mischer, bestimmt wird. Diese Komponenten bilden das HF-Eingangsteil, dessen Funktion und Realisierung hier im Detail betrachtet wird.

Zur Messung von Signalen mit hohem Pegel ist am Eingang des Spektrumanalysators ein in Stufen einstellbares Dämpfungsglied (2)* vorgesehen. Mit dieser sogenannten Eichleitung kann der Signalpegel am Eingang des ersten Mixers, der Mischerpegel, eingestellt werden.

Die Dämpfung dieser Eichleitung (auch als RF Attenuation oder HF-Dämpfung bezeichnet) ist üblicherweise in 10-dB-Stufen einstellbar. Für Anwendungen, die eine hohe Meßdynamik erfordern, werden in manchen

* Die farbigen Klammer-Hinweise beziehen sich auf das Blockschaltbild am Ende des Buches.

Messungen im $75\ \Omega$ -System

Speziell in der Rundfunk- und Fernsehtechnik ist eine Impedanz von $75\ \Omega$ anstelle der sonst weit verbreiteten $50\ \Omega$ üblich. Um in solchen Systemen mit Spektrumanalysatoren, die in der Regel eine Eingangsimpedanz von $50\ \Omega$ aufweisen, Messungen durchführen zu können, sind entsprechende Transformationsglieder erforderlich. Andernfalls würden Meßfehler durch Fehlanpassung zwischen Meßobjekt und Spektrumanalysator entstehen.

Eine Transformation von $50\ \Omega$ auf $75\ \Omega$ kann am einfachsten durch einen $25\ \Omega$ -Serienwiderstand erfolgen. Es wird damit eine geringe Einfügedämpfung erreicht (etwa 1,8 dB), jedoch ist nur der $75\ \Omega$ -Eingang angepaßt. Am Ausgang, der an den HF-Eingang des Spektrumanalysators angeschlossen ist, liegt Fehlanpassung vor (siehe Bild 4-1a). Da die Eingangsimpedanz des Spektrumanalysators in der Praxis jedoch vom Idealwert $50\ \Omega$ abweicht, kann es speziell bei schlecht angepaßten Meßobjekten zu Meßfehlern aufgrund von Mehrachreflexionen kommen.

Vorteilhaft ist daher die Verwendung von Transformationsgliedern, die an beiden Anschlüssen angepaßt sind (z. B. Π - oder L-Glieder). Die Einfügedämpfung ist dabei unter Umständen höher.

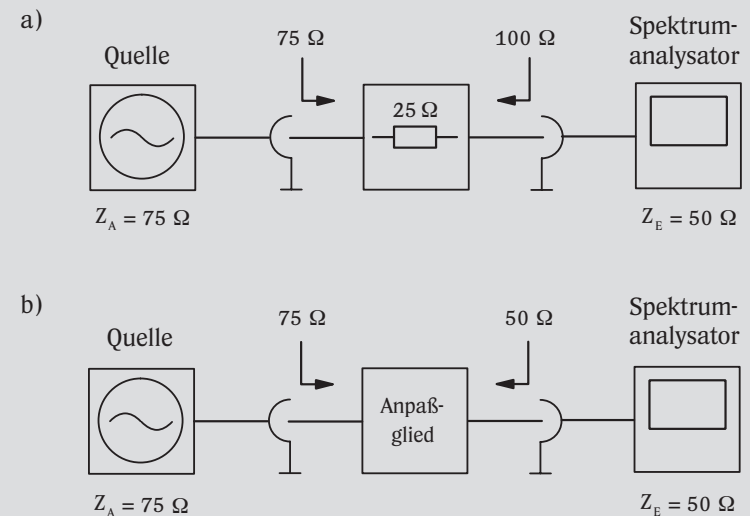


Bild 4-1 Eingangsanpassung an $75\ \Omega$ mit Hilfe externer Anpassglieder

Analysatoren auch Eichleitungen mit feinerer Abstufung, etwa 5 dB oder 1 dB, eingesetzt (siehe auch Kapitel 5.5, Dynamikbereich).

Mit Hilfe eines Mischers (4) und eines Lokaloszillatorsignals (5) wird das Eingangssignal auf eine Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt. Für diese Art der Frequenzumsetzung gilt allgemein

$$|m \cdot f_{LO} \pm n \cdot f_e| = f_{ZF} \quad (Gl. 4-1)$$

mit m, n 1, 2, ...
 f_{LO} Frequenz des Lokaloszillators
 f_e Frequenz des umzusetzenden Eingangssignals
 f_{ZF} Zwischenfrequenz

Betrachtet man nur die Grundwellen des Eingangs- und Lokaloszillatorsignals ($m, n = 1$), so vereinfacht sich Gl. 4-1 zu

$$|f_{LO} \pm f_e| = f_{ZF} \quad (Gl. 4-2)$$

bzw. aufgelöst nach f_e

$$f_e = |f_{LO} \pm f_{ZF}| \quad (Gl. 4-3)$$

Mit einem durchstimmbaren Lokaloszillator kann bei konstanter Zwischenfrequenz ein weiter Eingangsfrequenzbereich realisiert werden. Bei Betrachtung von Gl. 4-3 erkennt man jedoch, daß für bestimmte Lokaloszillator- und Zwischenfrequenzen stets zwei Empfangsfrequenzen existieren, für die das Kriterium nach Gl. 4-2 erfüllt wird (siehe Bild 4-2). Dies bedeutet, daß neben der erwünschten Empfangsstelle eine sogenannte Spiegelemfangsstelle existiert. Um die Eindeutigkeit dieses Konzepts zu gewährleisten, sind daher Eingangssignale bei solchen unerwünschten Spiegelemfangsstellen mit Hilfe entsprechender Filter vor dem HF-Eingang des Mischers zu unterdrücken.

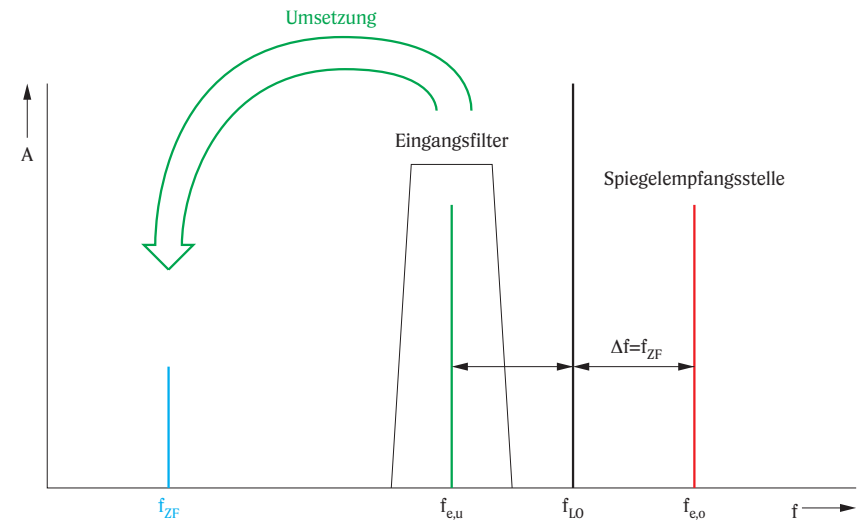


Bild 4-2 Mehrdeutigkeit des Überlagerungsprinzips

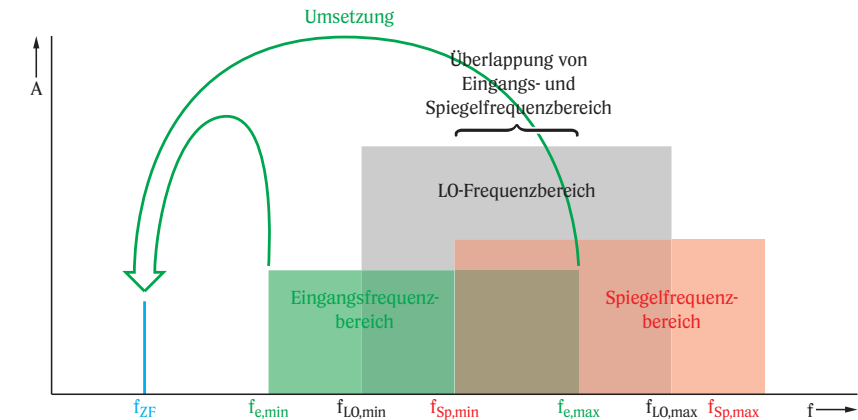


Bild 4-3 Eingangsfrequenzbereich und Spiegelemfangsbereich (überlappend)

Bild 4-3 verdeutlicht die Lage von Eingangsfrequenzbereich und Spiegelemfangsbereich für einen durchstimmbaren Empfänger mit niedriger erster Zwischenfrequenz. Ist der Eingangsfrequenzbereich größer als $2 \cdot f_{ZF}$, so überlappen sich die beiden Bereiche, d.h. um eine Spiegelemfangsfrequenzunterdrückung ohne Beeinträchtigung des gewünschten Eingangssignals zu erreichen, muß das Eingangsfilter als abstimmbarer Bandpaß realisiert sein.

Zur Abdeckung eines für moderne Spektrumanalysatoren typischen Frequenzbereichs von z.B. 9 kHz bis 3 GHz ist dies wegen des weiten Abstimmbereichs (mehrere Dekaden) jedoch nur mit erheblichem Aufwand möglich.

Wesentlich einfacher hingegen ist das Prinzip der hohen ersten Zwischenfrequenz (siehe Bild 4-4).

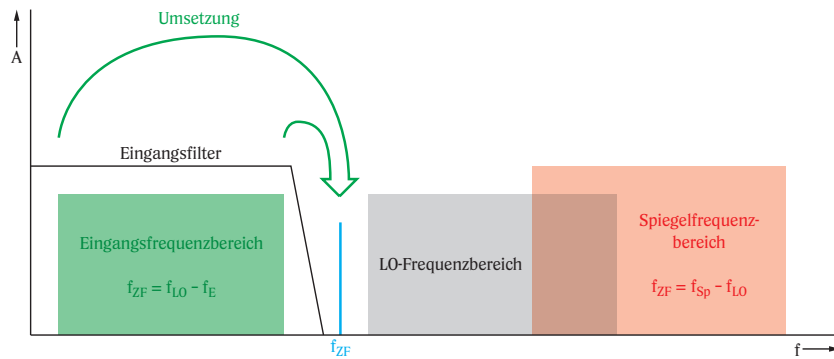


Bild 4-4 Prinzip der hohen Zwischenfrequenz

Der Spiegelfrequenzbereich liegt dabei über dem Eingangsfrequenzbereich. Da sich in diesem Fall beide Frequenzbereiche nicht überlappen, ist die Spiegelfrequenzunterdrückung durch einen fest abgestimmten Tiefpaß möglich. Für die Umsetzung des Eingangssignals gilt hierbei

$$f_{ZF} = f_{LO} - f_e, \quad (Gl. 4-4)$$

bzw. für die Spiegelempfangsstelle

$$f_{ZF} = f_{Sp} - f_{LO}. \quad (Gl. 4-5)$$

Eingangsteil für Frequenzen bis 3 GHz

Das Konzept der hohen Zwischenfrequenz wird in dem hier beschriebenen Analysator zur Abdeckung des Frequenzbereichs von 9 kHz bis 3 GHz realisiert. Nach der eingangsseitigen Eichleitung (2) folgt daher zunächst ein Tiefpaß-Filter (3) zur Unterdrückung des Spiegelempfangs. Aufgrund der begrenzten Isolation zwischen HF- und ZF-Tor sowie zwischen LO- und HF-Tor des ersten Mixers dient dieser Tiefpaß auch zur Minimierung des ZF-Durchschlags bzw. der Lokaloszillatorstörstrahlung am HF-Eingang.

Die erste Zwischenfrequenz beträgt in diesem Beispiel 3476,4 MHz. Um den gesamten Eingangsfrequenzbereich von 9 kHz bis 3 GHz auf 3476,4 MHz umsetzen zu können, muß das LO-Signal (5) im Frequenzbereich von 3476,409 MHz bis 6476,4 MHz abstimmbare sein. Daraus er-

gibt sich nach Gl. 4-5 ein Spiegelfrequenzbereich von 6952,809 MHz bis 9952,8 MHz.

Messung an Signalen mit Gleichspannungsanteil

Viele Spektrumanalysatoren, besonders Modelle, die eine sehr niedrige untere Eingangsfrequenzgrenze aufweisen (z. B. 20 Hz), sind gleichspannungsgekoppelt, d. h. zwischen HF-Eingang und erstem Mischer sind keine Koppelkondensatoren im Signalfeld enthalten. An den Eingang eines Mixers darf aber keine Gleichspannung gelangen. Dies führt in der Regel zur Zerstörung der Mischerdioden. Für Messungen an Signalen, die einen Gleichanteil aufweisen, ist daher bei gleichspannungsgekoppelten Spektrumanalysatoren ein externer Koppelkondensator (sog. DC-Block) zu verwenden. Es ist dabei zu beachten, daß das Eingangssignal um die Einfügedämpfung dieses DC-Blocks gedämpft wird. Die Einfügedämpfung ist bei Absolutpegelmessungen zu berücksichtigen.

Zum Schutz vor Zerstörung des ersten Mixers verfügen manche Spektrumanalysatoren bereits über einen integrierten Koppelkondensator. Der Frequenzbereich wird dadurch nach unten eingeschränkt. Wechselfspannungsgekoppelte Analysatoren haben daher eine höhere untere Eingangsfrequenzgrenze, z. B. 9 kHz.

Als Lokaloszillator wird aufgrund des weiten Abstimmbereichs und des niedrigen Phasenrauschens (siehe auch Kapitel 5.3, Phasenrauschen) weitab vom Träger meist ein YIG-Oszillator verwendet. Bei dieser Technologie wird die Schwingfrequenz des Resonators mit einem Magnetfeld abgestimmt.

Manche Spektrumanalysatoren verwenden auch VCOs (voltage controlled oscillator) als Lokaloszillatoren. Solche Oszillatoren verfügen zwar über einen kleineren Abstimmbereich als YIG-Oszillatoren, lassen sich aber mit deutlich höherer Geschwindigkeit abstimmen.

Zur Erhöhung der Frequenzgenauigkeit bei der Darstellung des aufgenommenen Spektrums ist das LO-Signal synthetisiert, d. h. der Lokaloszillator ist über einen Phasenregelkreis (6) an ein Referenzsignal (26) angebunden. Im Gegensatz zu analogen Spektrumanalysatoren erfolgt die Abstimmung der LO-Frequenz daher nicht kontinuierlich, sondern vielmehr in

kleinen Schritten. Dabei ist die Schrittweite abhängig von der eingestellten Auflösungsbandbreite. Schmale Auflösungsbandbreiten erfordern kleinere Abstimmungsschritte, da andernfalls Informationen des Eingangsspektrums verloren gehen oder Pegelfehler entstehen können. In Bild 4-5 ist dies mit einem Filter, das über den Eingangsfrequenzbereich schrittweise abgestimmt wird, verdeutlicht. Um solche Fehler zu vermeiden, wird in der Praxis eine Schrittweite gewählt, die deutlich kleiner als die Auflösungsbandbreite ist, z. B. $0,1 \cdot \text{RBW}$.

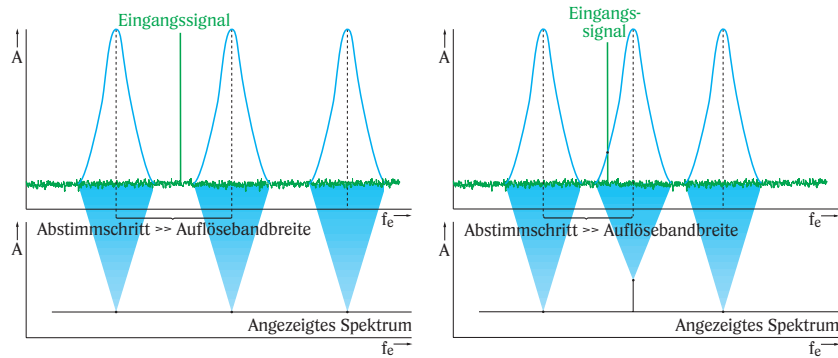


Bild 4-5 Auswirkungen einer zu großen Abstimmungsschrittweite
 a) Eingangssignal geht völlig verloren
 b) Pegelfehler bei der Darstellung des Eingangssignals

Das Referenzsignal wird üblicherweise durch einen temperaturkompensierten Quarzoszillator (TCXO) erzeugt. Zur Erhöhung der Frequenzgenauigkeit und Langzeitstabilität (siehe auch Kapitel 5.9, Frequenzgenauigkeit) ist für die meisten Spektrumanalysatoren auch eine Ofenquarzreferenz (OCXO) optional erhältlich. Zur Synchronisation mit anderen Meßgeräten wird die Referenz (üblicherweise 10 MHz) an einer Ausgangsbuchse (28) zur Verfügung gestellt. Ebenso kann der Spektrumanalysator aber auch auf ein extern zugeführtes Referenzsignal synchronisiert werden (27). Steht nur eine Buchse zum Ein- bzw. Auskoppeln eines Referenzsignals zur Verfügung, so ist deren Funktion meist von der Einstellung des Spektrumanalysators abhängig.

Wie in Bild 3-9 zu erkennen, folgt nach der ersten Umsetzung bereits die ZF-Signalverarbeitung sowie die Detektion des ZF-Signals. Die Realisierung von schmalbandigen ZF-Filtern ist bei einer so hohen ZF jedoch kaum möglich, weshalb das ZF-Signal bei dem hier beschriebenen Konzept auf eine niedrigere Zwischenfrequenz, in diesem Beispiel 20,4 MHz, umgesetzt werden muß.

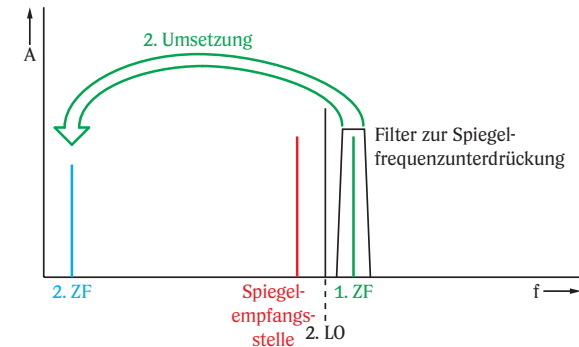


Bild 4-6 Umsetzung von der hohen ersten ZF auf eine niedrige zweite ZF

Bei direkter Umsetzung auf 20,4 MHz läge die Spieglempfangsstelle nur $2 \cdot 20,4 \text{ MHz} = 40,8 \text{ MHz}$ neben dem umzusetzenden Signal bei 3476,4 MHz (siehe Bild 4-6). Die Unterdrückung dieser Spieglempfangsstelle ist aber wichtig, da aufgrund der begrenzten Isolation zwischen HF- und ZF-Tor von Mischern Signale vom Eingang auch direkt, d. h. ohne umgesetzt zu werden, auf die erste ZF-Ebene gelangen können. Man nennt diesen Effekt ZF-Durchschlag (siehe Kapitel 5.6, Störfestigkeit). Entspricht dabei die Frequenz des Eingangssignals der Spiegelfrequenz der zweiten Umsetzung, so äußert sich dieser Effekt durch den sog. Spieglempfang der zweiten ZF. Ebenso können aber auch Eingangssignale unter bestimmten Bedingungen auf die Spiegelfrequenz der zweiten Umsetzung umgesetzt werden. Da die Umsetzdämpfung von Mischern üblicherweise deutlich niedriger ist als deren Isolation zwischen HF- und ZF-Tor, ist diese Art von Spieglempfang wesentlich kritischer.

Aufgrund der hohen Signalfrequenz wäre bei einer niedrigen ZF von 20,4 MHz zur Spiegelunterdrückung ein sehr aufwendiges Filter mit hoher Flankensteilheit notwendig. Es ist daher günstiger, das auf die erste Zwischenfrequenz umgesetzte Eingangssignal zunächst auf eine mittlere ZF, in diesem Beispiel 404,4 MHz, umzusetzen. Hierzu ist ein fest abgestimmtes LO-Signal (10) von 3072 MHz notwendig, d. h. die Spieglempfangsstelle für diese Umsetzung liegt bei 2667,6 MHz. Eine Spiegelunterdrückung mit Hilfe eines geeigneten Bandpaß-Filters (8) ist nun ohne weiteres möglich. Die Bandbreite dieses Bandpasses muß so groß sein, daß das Signal auch bei der größtmöglichen Auflösungsbandbreite nicht beeinflusst wird. Zur Reduzierung des Gesamttrauschmaßes des Analysators wird das Eingangssignal vor der zweiten Umsetzung verstärkt (7).

Das auf die zweite ZF umgesetzte Eingangssignal wird erneut verstärkt, mit einem Bandpaß zur Spiegelfrequenzunterdrückung für die dritte Umsetzung gefiltert und mit Hilfe eines Mischers auf die niedrige ZF von 20,4 MHz umgesetzt. Dieses Signal wird nun der ZF-Signalverarbeitung zugeführt.

Eingangsteil für Frequenzen über 3 GHz

Das Prinzip der hohen ersten ZF erfordert einen hohen LO-Frequenzbereich ($f_{LO,max} = f_{e,max} + f_{1,ZF}$). Der erste Mischer muß dabei neben einem breitbandigen HF-Eingang auch über einen sehr breitbandigen LO-Eingang und ZF-Ausgang verfügen - Anforderungen, die mit zunehmender oberer Eingangsfrequenzgrenze immer schwieriger zu realisieren sind. Dieses Konzept ist daher nur für Eingangsfrequenzbereiche bis etwa 7 GHz geeignet.

Zur Erschließung des Mikrowellenbereichs muß auf andere Konzepte zurückgegriffen werden. Folgende Aspekte sind dabei zu berücksichtigen:

- Der Frequenzbereich von z. B. 3 GHz bis 40 GHz umfaßt lediglich etwas mehr als eine Dekade (9 kHz bis 3 GHz entspricht dagegen etwa 5,5 Dekaden).
- Im Mikrowellenbereich lassen sich mit Hilfe von YIG-Technologie [4-1] weit abstimmbare Filter mit schmaler relativer Bandbreite herstellen. Abstimmbereiche von 3 GHz bis 40 GHz oder 50 GHz sind damit durchaus realisierbar.

Wie bereits erläutert, erfordert eine direkte Umsetzung des Eingangssignals auf eine niedrige Zwischenfrequenz ein mitlaufendes Bandpaß-Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung. Im Gegensatz zum Frequenzbereich bis 3 GHz läßt sich eine solche Vorselektion aufgrund der oben aufgeführten Gesichtspunkte für den Bereich über 3 GHz realisieren. Der Lokaloszillator muß bei diesem Konzept nur in einem Frequenzbereich, der etwa dem Eingangsfrequenzbereich entspricht, abstimmbare sein.

Im konkreten Beispiel soll damit der Frequenzbereich des Spektrumanalysators um den Bereich von 3 GHz bis 7 GHz erweitert werden. Nach der Eichleitung wird hierzu das Eingangssignal über einen Diplexer (19) in den Frequenzbereich 9 kHz bis 3 GHz sowie 3 GHz bis 7 GHz aufgeteilt und den entsprechenden HF-Eingangsteilen zugeführt.

Im höherfrequenten Eingangsteil wird das Signal über ein mitlaufendes YIG-Filter (20) dem Mischer zugeführt. Die Mittenfrequenz des Bandpasses entspricht dabei der Frequenz des auf die ZF umzusetzenden Eingangssignals. Eine direkte Umsetzung auf eine niedrige ZF (in diesem Beispiel 20,4 MHz) gestaltet sich auch bei diesem Konzept aufgrund der Bandbreite des YIG-Filters schwierig. Es ist daher vorteilhaft, das Signal wie im niederfrequenten Eingangsteil zunächst auf eine mittlere ZF (hier 404,4 MHz) umzusetzen.

In diesem Beispiel wäre zur Umsetzung des Eingangssignals als oberes Seitenband, also für $f_{ZF} = f_e - f_{LO}$, ein LO-Frequenzbereich von 2595,6 MHz bis 6595,6 MHz notwendig. Für die Umsetzung als unteres Seitenband ($f_{ZF} = f_{LO} - f_e$) müßte der Lokaloszillator von 3404,4 MHz bis 7404,4 MHz durchstimmbare sein.

Kombiniert man beide Möglichkeiten, indem man in der Mitte des Eingangsfrequenzbandes zwischen oberem und unterem Seitenband umschaltet, so läßt sich dieses Konzept auch mit einem eingeschränkten LO-Frequenzbereich von 3404,4 MHz bis 6595,6 MHz realisieren (siehe Bild 4-7).

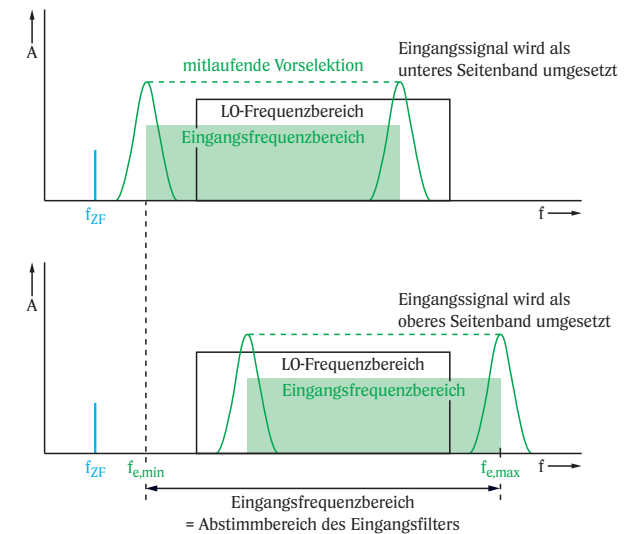


Bild 4-7 Umsetzung auf eine niedrige Zwischenfrequenz; Spiegelfrequenzunterdrückung durch mitlaufende Vorselektion

Das auf die ZF von 404,4 MHz umgesetzte Signal wird verstärkt (23) und in den entsprechenden ZF-Signalpfad des niederfrequenten Eingangsteils über einen Schalter (13) eingekoppelt.

Obere und untere Frequenzgrenze dieses Konzepts werden durch die technologisch bedingten Grenzen des YIG-Filters bestimmt. In der Praxis ist derzeit eine maximale Frequenz von etwa 40 GHz bis 50 GHz möglich.

Im Beispiel wird die obere Grenze von 7 GHz durch den Abstimmbereich des Lokaloszillators bestimmt. Zur Umsetzung von Eingangssignalen über 7 GHz mit dem gegebenen LO-Frequenzbereich bestehen wiederum verschiedene Möglichkeiten:

- **Grundwellenmischung**

Die Umsetzung erfolgt mit der Grundwelle des LO-Signals. Um einen höheren Frequenzbereich mit dem gegebenen LO-Frequenzbereich abdecken zu können, ist hierzu vor dem Mischer die Frequenz des LO-Signals mit einem Vervielfacher z. B. zu verdoppeln.

- **Harmonischenmischung**

Die Umsetzung des Eingangssignals erfolgt durch eine Harmonische des LO-Signals, die im Mischer aufgrund dessen Nichtlinearitäten entsteht.

Um eine geringe Umsetzdämpfung und somit ein geringes Rauschmaß des Spektrumanalysators zu erzielen, ist die Grundwellenmischung vorzuziehen. Die dadurch erreichten besseren Eigenschaften erfordern allerdings einen höheren Aufwand in der Aufbereitung des LO-Signals. Neben Vervielfachern (22) sind Filter erforderlich, mit denen Sub-Harmonische nach der Vervielfachung unterdrückt werden können. Die für einen ausreichend hohen LO-Pegel nötigen Verstärker müssen sehr breitbandig sein, d. h. sie müssen für einen Frequenzbereich ausgelegt sein, der in etwa dem Eingangsfrequenzbereich des hochfrequenten Eingangsteils entspricht.

Einfacher in der Realisierung, jedoch mit einer erhöhten Umsetzdämpfung verbunden, ist die Umsetzung durch Harmonischen-Mischung (auch als Oberschwellenmischung bezeichnet). Es wird hierfür ein LO-Signal in einem vergleichsweise niedrigem Frequenzbereich benötigt, das mit hohem Pegel dem ersten Mischer zugeführt wird. Aufgrund der Nichtlinearitäten des Mixers entstehen durch den hohen LO-Pegel Harmonische höherer Ordnung mit ausreichendem Pegel, die zur Umsetzung verwendet werden. Abhängig von der Ordnung m der LO-Harmonischen erhöht sich die Umsetzdämpfung des Mixers gegenüber dem Grundwellenmischbetrieb um

$$\Delta a_M = 20 \cdot \log m \quad (Gl. 4-6)$$

mit	Δa_M	Erhöhung der Umsetzdämpfung gegenüber dem Grundwellenmischbetrieb
	m	Ordnung der LO-Harmonischen, die zur Umsetzung verwendet wird

Je nach Preisklasse werden in der Praxis beide Konzepte verwendet. Auch eine Kombination beider Varianten ist möglich, d. h. zur Umsetzung wird die Harmonische des mit einem Vervielfacher z. B. verdoppelten LO-Signals verwendet. Somit ist auch ein Kompromiß zwischen vertretbarem Aufwand und Empfindlichkeit möglich.

Externe Mischer

Für Messungen im Millimeterwellen-Bereich, also über 40 GHz, kann der Frequenzbereich von Spektrumanalysatoren durch die Verwendung von externen Harmonischen-Mischern (engl. Harmonic Mixers) erweitert werden. Diese Mischer arbeiten ebenfalls nach dem Prinzip der Harmonischen-Mischung, d. h. es wird hierfür ein Lokaloszillatorsignal in einem verglichen mit dem Eingangssignal niedrigen Frequenzbereich benötigt.

Das Eingangssignal wird mit einer LO-Harmonischen auf eine niedrige ZF umgesetzt und im Analysator über einen dafür vorgesehenen ZF-Eingang an geeigneter Stelle in den ZF-Signalfeld des niederfrequenten Eingangsteils eingekoppelt.

Im Millimeterwellen-Bereich werden üblicherweise Hohlleiter zur leitungsgebundenen Signalübertragung verwendet. Verfügbare externe Mischer zur Erweiterung von Spektrumanalysatoren sind daher üblicherweise ebenfalls in Hohlleitertechnik aufgebaut. Sie verfügen meist über keine Vorselektion und damit über keine Spiegelfrequenzunterdrückung. Un erwünschte Mischprodukte müssen daher als solche durch geeignete Algorithmen im Spektrumanalysator identifiziert werden. Näheres zur Frequenzbereichserweiterung durch externe Harmonischen-Mischer ist in [4-2] zu finden.

4.2 ZF-Signalverarbeitung

Die eigentliche ZF-Signalverarbeitung erfolgt auf der letzten Zwischenfrequenz, hier 20,4 MHz. Das Signal wird hier verstärkt und mit dem ZF-Filter die Auflösebandbreite festgelegt.

Die Verstärkung ist in dieser letzten ZF in bestimmten Stufen (in diesem Beispiel in 0,1-dB-Schritten) einstellbar. Es kann dadurch der maximale Signalpegel innerhalb der folgenden Signalverarbeitung unabhängig von der Eichleitungseinstellung, also unabhängig vom Mischerpegel, konstant gehalten werden kann. Mit zunehmender Dämpfung der Eichleitung ist die ZF-Verstärkung zu erhöhen, so daß der Dynamikbereich des später folgenden Hüllkurvendetektors bzw. A-D-Wandlers in vollem Umfang ausgenutzt wird (siehe hierzu auch Kapitel 4.6, Wesentliche Zusammenhänge).

Mit dem ZF-Filter wird der Ausschnitt des in die ZF-Lage umgesetzten Eingangssignals festgelegt, der an bestimmter Stelle der Frequenzachse zur Anzeige gebracht werden soll. Aufgrund der hohen Flankensteilheit und der daraus resultierenden Selektionseigenschaften wäre hierfür ein Rechteckfilter wünschenswert. Solche Rechteckfilter sind aufgrund ihres Einschwingverhaltens für die Spektrumanalyse jedoch nicht geeignet. Wegen der langen Einschwingdauer könnte das Spektrum eines Eingangssignals nur durch sehr langsames Verändern der LO-Frequenz auf die Zwischenfrequenz umgesetzt werden, da sich andernfalls Pegelfehler ergeben würden. Kurze Meßzeiten können durch die Verwendung von einschwingoptimierten GAUSS-Filtern erreicht werden. Die Übertragungsfunktion eines solchen Filters ist in Bild 4-8 dargestellt.

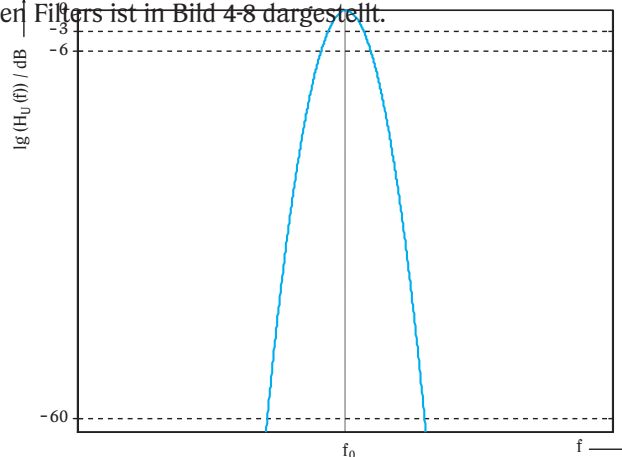


Bild 4-8 Spannungsübertragungsfunktion eines GAUSS-Filters im logarithmischen Pegelmaßstab

Im Gegensatz zu Rechteckfiltern, bei denen der Übergang vom Durchlaß in den Sperrbereich abrupt ist, muß für Filter mit begrenzter Flankensteilheit eine Definition der Bandbreite gefunden werden. In der allgemeinen Spektrumanalyse ist die Angabe der 3-dB-Bandbreite üblich, also des Frequenzabstands der beiden Punkte der Übertragungsfunktion, an denen die Einfügedämpfung des Filters gegenüber der Mittenfrequenz um 3 dB zugenommen hat.

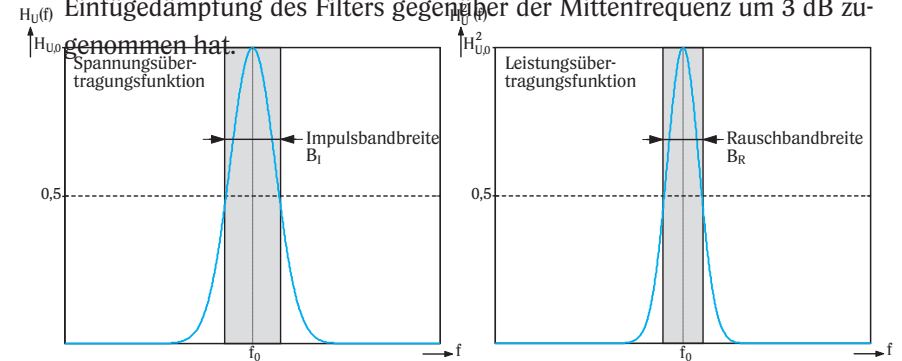


Bild 4-9 Spannungs- und Leistungsübertragungsfunktion eines GAUSS-Filters im linearen Pegelmaßstab

Bei vielen Messungen an Rauschen oder rauschähnlichen Signalen (z. B. digital modulierten Signale) müssen gemessene Pegel auf die Meßbandbreite, hier die Auflösebandbreite, bezogen werden. Dazu muß die äquivalente Rauschbandbreite B_R des ZF-Filters bekannt sein, die sich aus dessen Übertragungsfunktion wie folgt berechnen läßt

$$B_R = \frac{1}{H_{U,0}^2} \cdot \int H_U^2(f) \cdot df \tag{Gl. 4-7}$$

- mit B_R Rauschbandbreite, in Hz
- $H_U(f)$ Spannungsübertragungsfunktion
- $H_{U,0}$ Wert der Spannungsübertragungsfunktion in Bandmitte (bei f_0)

Eine Veranschaulichung ist am einfachsten bei Betrachtung der Leistungsübertragungsfunktion im linearen Pegelmaßstab möglich (siehe Bild 4-9). Die Rauschbandbreite entspricht dabei der Breite eines Rechtecks mit gleicher Fläche wie die Fläche unter der Übertragungsfunktion $H_U^2(f)$. Auswir-

kungen der Rauschbandbreite des ZF-Filters werden im Kapitel 5.1, Eigenrauschen, eingehend erläutert.

Für Messungen an korrelierten Signalen, wie z.B. in der Radartechnik üblich, ist auch die Impulsbandbreite interessant. Im Gegensatz zur Rauschbandbreite wird die Impulsbandbreite durch Integration der Spannungsübertragungsfunktion berechnet. Es gilt:

$$B_I = \int_{H_{U,0}}^1 H_U(f) \cdot df \quad (Gl. 4-8)$$

- mit B_I Impulsbandbreite, in Hz
- $H_U(f)$ Spannungsübertragungsfunktion
- $H_{U,0}$ Wert der Spannungsübertragungsfunktion in Bandmitte (bei f_0)

Die Impulsbandbreite entspricht bei GAUSS- oder GAUSS-ähnlichen Filtern etwa der 6-dB-Bandbreite. In der Störmeßtechnik, in der häufig spektrale Messungen an Impulsen durchgeführt werden müssen, werden daher ausschließlich 6-dB-Bandbreiten angegeben. Weitere Informationen zu Messungen an gepulsten Signalen finden sich in Kapitel 6.2.

In Kapitel 6 wird insbesondere auf Puls- sowie Phasenrauschmessungen eingegangen. Für diese und andere Meßaufgaben sind die genauen Zusammenhänge zwischen 3-dB-, 6-dB-, Rausch- und Impulsbandbreite von besonderem Interesse. Für verschiedene Filter, die im Detail später noch erläutert werden, findet sich in Tabelle 4-1 eine Zusammenstellung der Umrechnungsfaktoren.

Ausgangswert	4 Filterkreise	5 Filterkreise	GAUSS-Filter
3-dB-Bandbreite	(analog)	(analog)	(digital)
6-dB-Bandbreite (B_{6dB})	$1,480 \cdot B_{3dB}$	$1,464 \cdot B_{3dB}$	$1,415 \cdot B_{3dB}$
Rauschbandbreite (B_R)	$1,129 \cdot B_{3dB}$	$1,114 \cdot B_{3dB}$	$1,065 \cdot B_{3dB}$
Impulsbandbreite (B_I)	$1,806 \cdot B_{3dB}$	$1,727 \cdot B_{3dB}$	$1,506 \cdot B_{3dB}$
3-dB-Bandbreite (B_{3dB})	$0,676 \cdot B_{6dB}$	$0,683 \cdot B_{6dB}$	$0,707 \cdot B_{6dB}$
Rauschbandbreite (B_R)	$0,763 \cdot B_{6dB}$	$0,761 \cdot B_{6dB}$	$0,753 \cdot B_{6dB}$
Impulsbandbreite (B_I)	$1,220 \cdot B_{6dB}$	$1,179 \cdot B_{6dB}$	$1,065 \cdot B_{6dB}$

Tabelle 4-1 Zusammenhang zwischen 3-dB- bzw. 6-dB-Bandbreiten und Rausch- sowie Impulsbandbreiten

Nimmt man mit einem Analysator nach dem Heterodyn-Prinzip das Spektrum eines reinen Sinussignals auf, so würde man nach dem Theorem von Fourier selbst bei Betrachtung in einem kleinen Frequenzbereich um die Signalfrequenz nur eine einzige Spektrallinie erwarten. Tatsächlich erhält man jedoch die in Bild 4-10 dargestellte Anzeige.

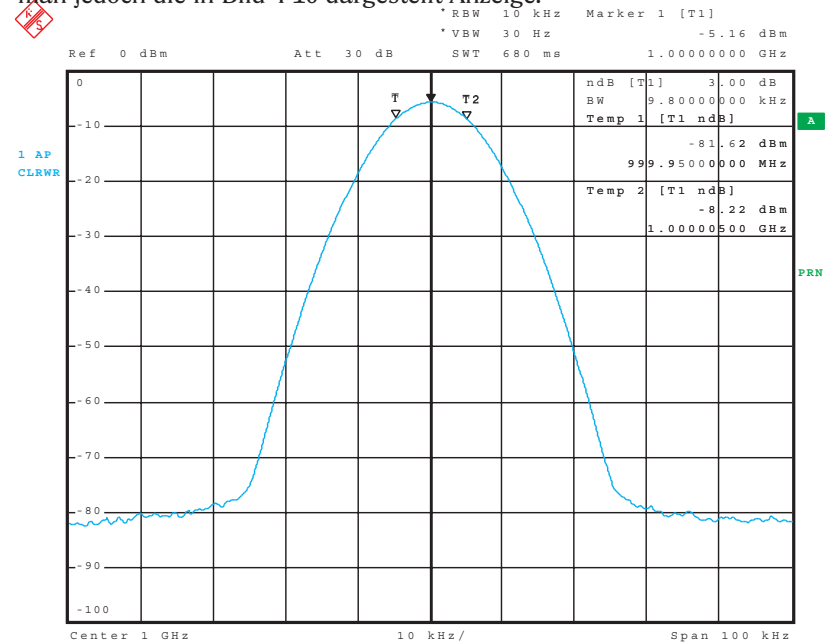


Bild 4-10 Abbildung des ZF-Filters durch ein sinusförmiges Eingangssignal

Es handelt sich dabei um die Abbildung des ZF-Filters. Das auf die ZF umgesetzte Eingangssignal wird während des Sweeps am ZF-Filter „vorbeigeschoben“ und mit dessen Übertragungsfunktion multipliziert.

In Bild 4-11 ist dieser Vorgang schematisch dargestellt. Zur Vereinfachung wird dabei jedoch das Filter an einem feststehenden Signal „vorbeigeschoben“, beide Arten der Darstellung sind aber gleichwertig.

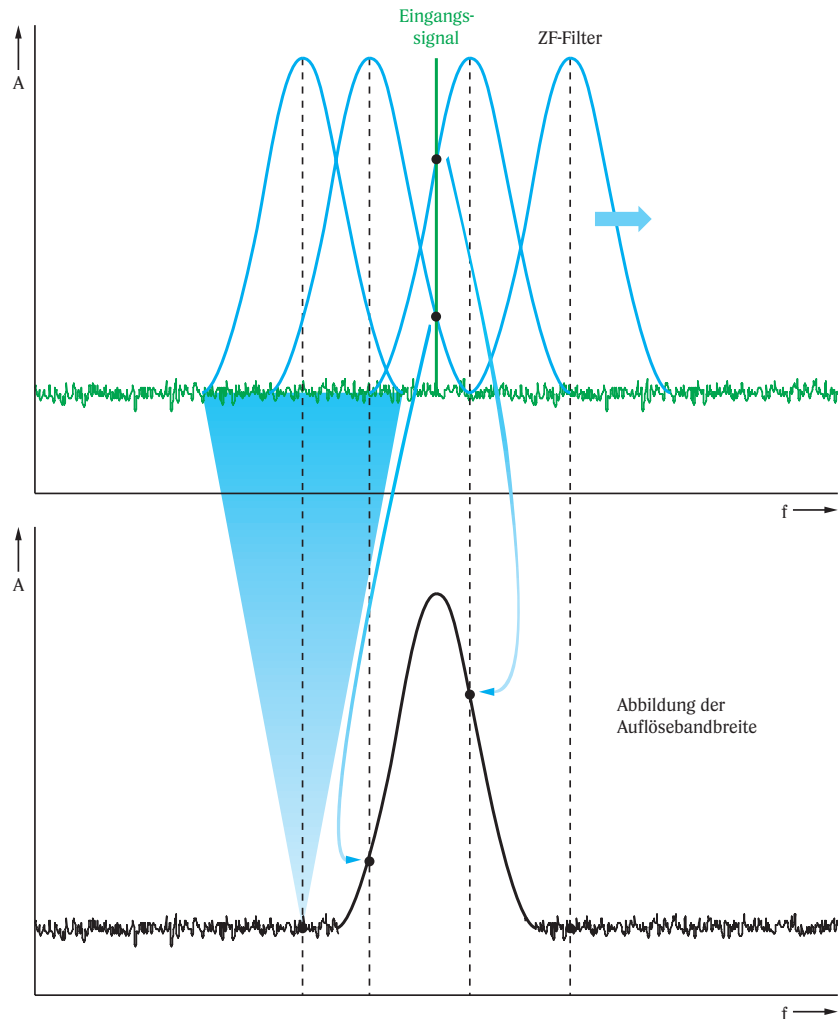


Bild 4-11 Abbildung des ZF-Filters durch „Vorbeischieben“ des Eingangssignals (schematische Darstellung des Abbildungsvorgangs)

Wie eingangs beschrieben wird das spektrale Auflösungsvermögen des Analysators im wesentlichen durch die Auflösungsbandbreite, also die Bandbreite des ZF-Filters, bestimmt. Die ZF-Bandbreite (3-dB-Bandbreite) entspricht dem mindestens erforderlichen Frequenzunterschied, den zwei pegelgleiche Signale aufweisen müssen, so daß sie bei der Darstellung durch eine Einsattelung um etwa 3 dB (bei Verwendung des Sample- oder Peak-Detektors, vgl. Kapitel 4.4) unterscheidbar sind. In Bild 4-12a ist die-

ser Fall dargestellt. Die rote Meßkurve wurde mit einer Auflösungsbandbreite von 30 kHz aufgenommen. Bei Verringern der Auflösungsbandbreite können beide Signale deutlich getrennt voneinander dargestellt werden (Bild 4-12a, blaue Meßkurve).

Weisen zwei benachbarte Signale deutlich unterschiedliche Pegel auf, so tritt das schwächere Signal bei zu großer Auflösungsbandbreite im dargestellten Spektrum nicht in Erscheinung (siehe Bild 4-12b, rote Kurve). Erst bei Reduzierung der Auflösungsbandbreite kann das schwache Signal dargestellt werden.

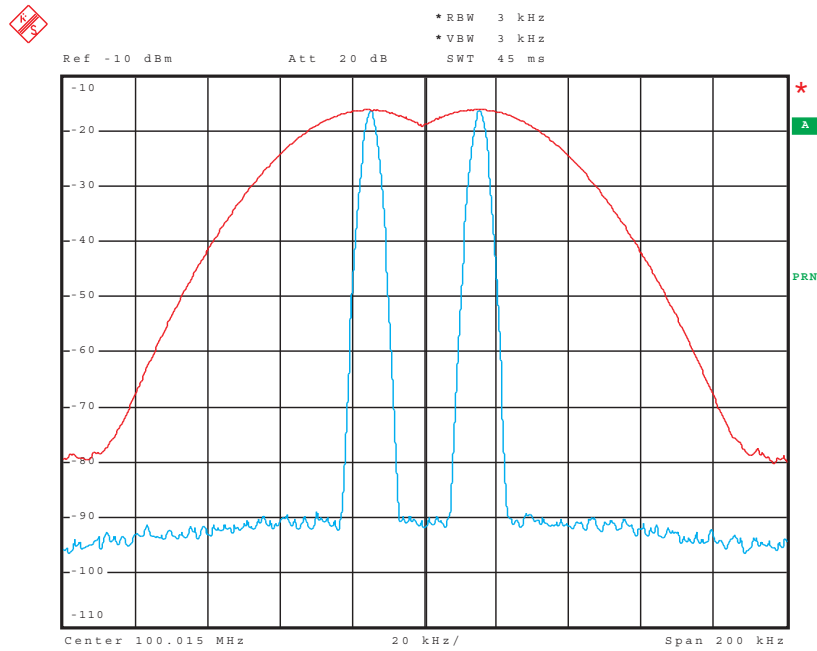
Für solche Fälle ist aber auch die Flankensteilheit des ZF-Filters wichtig, also seine Selektionseigenschaft. Die Flankensteilheit wird durch den Formfaktor (Shape factor) angegeben, der wie folgt berechnet wird:

$$SF_{60/3} = \frac{B_{60dB}}{B_{3dB}} \quad (\text{Gl. 4-9})$$

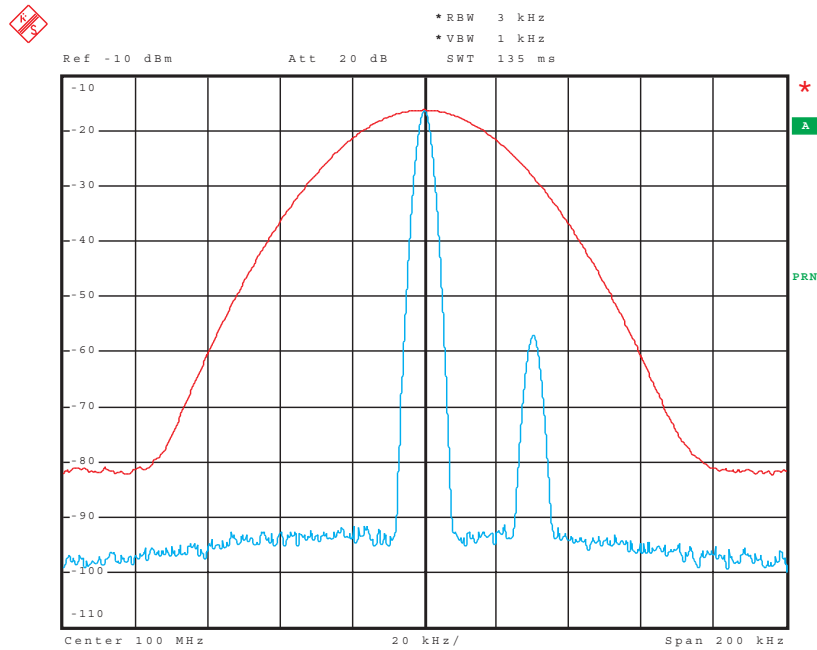
mit B_{3dB} 3-dB-Bandbreite
 B_{60dB} 60-dB-Bandbreite

Bei 6-dB-Bandbreiten, wie in der EMV-Meßtechnik üblich, wird der Formfaktor aus dem Verhältnis von 60-dB-Bandbreite zu 6-dB-Bandbreite gebildet.

Die Auswirkung der Flankensteilheit ist in Bild 4-13 deutlich zu erkennen. Bei beiden Meßkurven wurden 1-kHz-ZF-Filter mit unterschiedlichem Formfaktor verwendet. Während bei der blauen Meßkurve ($SF = 4,6$) das schwächere Signal noch durch die Einsattelung zu erkennen ist, ist bei der roten Meßkurve ($SF = 9,5$) eine Trennung beider Signale nicht mehr möglich, das schwächere Signal tritt nicht in Erscheinung.



a)



b)

Bild 4-12 Spektrum eines Eingangssignals bestehend aus zwei sinusförmigen Trägern mit gleichem bzw. unterschiedlichem Pegel, aufgenommen mit unterschiedlichen Auflösungsbandbreiten (blaue Meßkurven RBW = 3 kHz, rote Meßkurven RBW = 30 kHz)

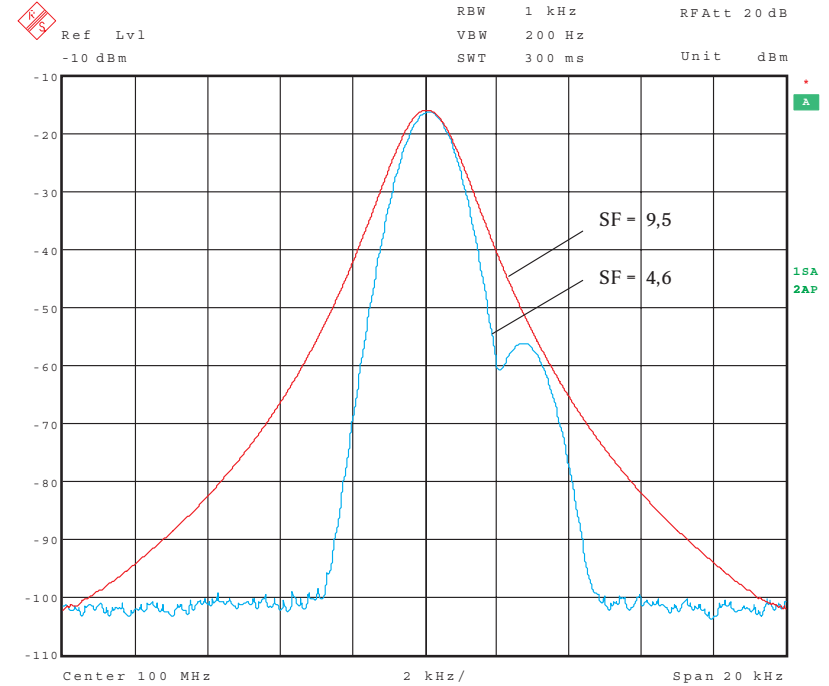


Bild 4-13 Zwei benachbarte sinusförmige Signale, mit unterschiedlichem Pegel aufgenommen mit einer Auflösungsbandbreite von 1 kHz und einem Formfaktor von 9,5 bzw. 4,6

Soll auch das schwächere Signal mit einem Filter geringerer Flankensteilheit dargestellt werden, so ist die Auflösungsbandbreite zu reduzieren. Aufgrund der höheren Einschwingzeit eines schmalen ZF-Filters erhöht sich dadurch jedoch auch die minimal zulässige Sweep-Zeit. Bei bestimmten Meßaufgaben sind daher mit Filtern hoher Flankensteilheit kürzere Sweep-Zeiten möglich.

Wie gezeigt, wird die höchste Auflösung mit schmalbandigen ZF-Filtern erreicht. Schmalbandige ZF-Filter weisen jedoch stets eine längere Einschwingdauer auf als breitbandige. In modernen Spektrumanalysatoren steht daher eine Vielzahl von Auflösungsbandbreiten zur Verfügung, so daß stets eine Anpassung von Auflösungsvermögen und Meßgeschwindigkeit an die jeweilige Anwendung möglich ist. Der Einstellbereich ist dabei sehr groß, z. B. von 10 Hz bis 10 MHz. Dementsprechend werden die einzelnen Filter auch auf verschiedene Arten realisiert. Es lassen sich dabei drei unterschiedliche Typen unterscheiden:

- Analoge Filter
- Digitale Filter
- FFT

Analoge ZF-Filter

Mit analogen Filtern werden vorwiegend sehr große Auflöseseitenbreiten realisiert, bei dem hier beschriebenen Spektrumanalysator beispielsweise die Bandbreiten von 100 kHz bis 10 MHz. Mit solchen Filtern lassen sich GAUSS-Filter nicht exakt nachbilden. Es ist jedoch eine sehr gute Annäherung zumindest innerhalb der 20-dB-Bandbreite möglich, wodurch das Einschwingverhalten nahezu identisch zu dem eines GAUSS-Filters ist. Die Selektionseigenschaften hängen von der Anzahl der Filterkreise ab. In Spektrumanalysatoren sind vier Filterkreise üblich, man findet aber auch Geräte mit fünf Filterkreisen. Es lassen sich damit Formfaktoren von etwa 14 bzw. 10 erreichen, während ein ideales GAUSS-Filter einen Formfaktor von 4,6 aufweist.

In dem hier beschriebenen Spektrumanalysator werden ZF-Filter verwendet, die sich aus vier Einzelkreisen zusammensetzen. Die Filterung wird verteilt, d. h. mit jeweils zwei Filterkreisen (29 und 31) vor bzw. nach dem ZF-Verstärker (30) durchgeführt. Man erhält dadurch folgende Vorteile:

- Durch die Filterkreise vor dem ZF-Verstärker werden Mischprodukte, die außerhalb des Durchlaßbereichs des ZF-Filters liegen, unterdrückt. Intermodulationsprodukte, die ohne Vorfilterung aufgrund solcher Signale im letzten ZF-Verstärker entstehen könnten, werden dadurch vermieden (siehe auch Kapitel 5.2, Nichtlinearitäten)
- Mit den Filterkreisen nach dem ZF-Verstärker wird die Rauschbandbreite reduziert. Wäre das ZF-Filter konzentriert vor dem ZF-Verstärker angeordnet, so wäre die Gesamttrauschleistung bei der nachfolgenden Hüllkurvenvergleichsrichtung aufgrund des Breitbandrauschens des ZF-Verstärkers deutlich höher.

Digitale ZF-Filter

Schmale Bandbreiten lassen sich vorteilhaft mit Hilfe digitaler Signalverarbeitung implementieren. Im Gegensatz zu analogen Filtern können damit ideale GAUSS-Filter realisiert werden, d. h. es kann eine wesentlich höhere Selektion erreicht werden ($SF = 4,6$), als mit vertretbarem Aufwand mit analogen Filtern. So haben analoge Filter bestehend aus fünf Einzelkreisen beispielsweise einen Formfaktor von etwa 10, während ein digital realisiertes, ideales GAUSS-Filter einen Formfaktor von 4,6 aufweist. Digitale Filter sind darüber hinaus abgleichfrei, stabil über der Temperatur und frei von Alterung. Sie weisen deshalb eine höhere Bandbreitengenauigkeit auf.

Auch das Einschwingverhalten solcher Filter ist fest definiert und bekannt. Durch entsprechende Korrekturrechnung sind damit bei gleicher Bandbreite kürzere Sweep-Zeiten als mit analogen Filtern möglich (siehe auch Kapitel 4.6, Wesentliche Abhängigkeiten).

Abweichend vom Blockschaltbild muß das ZF-Signal nach dem ZF-Verstärker zunächst mit einem A-D-Wandler abgetastet werden. Um die Einhaltung des Abtasttheorems sicherzustellen, ist die Bandbreite des ZF-Signals vor der Abtastung mit analogen Vorfiltern zu begrenzen. Diese Bandbegrenzung erfolgt vor dem ZF-Verstärker, wodurch – genau wie bei analogen Auflöseseitenbreiten – die Entstehung von Intermodulationsprodukten vermieden werden kann. Die Bandbreite des Vorfilters ist variabel, so daß sie abhängig von der eingestellten, digitalen Auflöseseitenbreite möglichst klein gewählt werden kann. Die Begrenzung der Rauschbandbreite vor der Hüllkurvenvergleichsrichtung erfolgt bereits durch das digitale ZF-Filter.

Die Realisierung des digitalen ZF-Filters kann durch geeignete Strukturen, wie sie in [3-1] oder [3-2] beschrieben sind, erfolgen. Bei dem hier beschriebenen Spektrumanalysator werden mit digitalen Filtern die Auflöseseitenbreiten von 10 Hz bis 30 kHz realisiert.

FFT

Sehr schmale ZF-Bandbreiten haben lange Einschwingzeiten zur Folge, wodurch die zulässige Sweep-Geschwindigkeit deutlich reduziert wird. Bei sehr hoher Auflösung ist es daher vorteilhaft, das Spektrum - ähnlich wie bei dem in Kapitel 3.1 beschriebenen FFT-Analysator - aus dem Zeitverlauf zu berechnen. Da Signale bei sehr hohen Frequenzen (bis zu mehreren GHz) nicht direkt mit einem A-D-Wandler abgetastet werden können, wird der interessierende Frequenzbereich als Block, d. h. mit feststehendem LO-Signal in die ZF-Ebene umgesetzt und das Bandpaßsignal im Zeitbereich abgetastet (siehe Bild 4-14). Um die Eindeutigkeit zu bewahren, ist ein analoges Vorfilter notwendig.

Für ein ZF-Signal mit der Mittenfrequenz f_{ZF} und der Bandbreite B würde man nach dem Abtasttheorem (Gl. 3-1) eine mindestens erforderliche Abtastrate von $2 \cdot (f_{ZF} + 0,5 \cdot B)$ erwarten. Ist die relative Bandbreite jedoch klein ($B/f_{ZF} \ll 1$), so ist eine gewisse Unterabtastung zulässig, d. h. die Abtastfrequenz kann niedriger als die aus dem Abtasttheorem für Basisbandsignale resultierende sein. Zur Wahrung der Eindeutigkeit muß in diesem Fall das Abtasttheorem für Bandpaßsignale eingehalten werden. Für die zulässigen Abtastfrequenzen gilt daher:

$$\frac{2 \cdot f_{ZF} + B}{k + 1} \leq f_A \leq \frac{2 \cdot f_{ZF} - B}{k} \quad (Gl. 4-10)$$

- mit f_A Abtastfrequenz, in Hz
- f_{ZF} Zwischenfrequenz, in Hz
- B Bandbreite des ZF-Signals, in Hz
- k 1, 2, ...

Aus den Abtastwerten läßt sich das Spektrum mit Hilfe der Fourier-Transformation ermitteln.

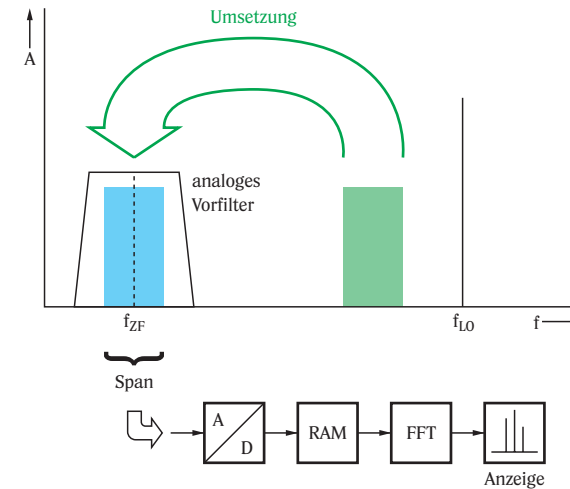


Bild 4-14 Spektrumanalyse mit FFT

Der maximale Span, der mit einer bestimmten Auflösung durch FFT analysiert werden kann, wird durch die Abtastrate des A-D-Wandlers sowie durch den verfügbaren Speicher zum Ablegen der Abtastwerte begrenzt. Große Frequenzbereiche müssen deshalb in einzelne Segmente unterteilt werden, die dann blockweise auf die Zwischenfrequenz umgesetzt und abgetastet werden.

Während bei analogen oder digitalen Filtern die Sweep-Zeit direkt proportional zum Span steigt, hängt bei der FFT die notwendige Betrachtungszeit wie in Kapitel 3.1 beschrieben von der gewünschten Frequenzauflösung ab. Zur Einhaltung des Abtasttheorems müssen mit größer werdendem Span allerdings mehr Abtastwerte für die FFT aufgenommen werden, wodurch die FFT-Rechenzeit steigt. Dennoch können mit FFT bei hinreichend hoher Rechengeschwindigkeit der digitalen Signalverarbeitung deutlich niedrigere Meßzeiten als mit herkömmlichen Filtern erreicht werden, insbesondere bei großen Span/RBW-Verhältnissen (siehe Kapitel 4.6, Wesentliche Abhängigkeiten).

Bei FFT-Filtern wird die Weitabselektion durch den Leckeffekt begrenzt. Sie hängt daher von der verwendeten Fensterfunktion ab. Das in Kapitel 3.1 beschriebene HANN-Fenster ist für die Spektrumanalyse wegen des Amplitudenverlusts und des daraus resultierenden Pegelfehlers nicht geeignet. Üblicherweise wird daher ein Flattop-Fenster verwendet, mit dem

ebenfalls der Leckeffekt reduziert und gleichzeitig ein vernachlässigbarer Amplitudenfehler erreicht wird. Man erkaufte dies durch eine gegenüber der Rechteckfensterung um den Faktor 3,8 längere Beobachtungszeit. Gleichzeitig ist die Abbildung der Fensterfunktion im Frequenzbereich (entspricht der Faltung mit einem Dirac-Stoß im Frequenzbereich) breiter. Mit einem Flattop-Fenster läßt sich ein Formfaktor von etwa 2,6 erreichen, d. h. die Selektion ist deutlich besser als bei analogen oder digitalen ZF-Filtern.

Für die Analyse von gepulsten Signalen ist die FFT nicht geeignet (siehe Kapitel 3.1). Es ist daher wichtig, daß in Spektrumanalysatoren wahlweise sowohl FFT als auch herkömmliche Filter zur Verfügung stehen.

4.3 Ermittlung der Videospannung, Videofilter

Die Information über den Pegel des Eingangssignals ist im Pegel des ZF-Signals, also wie bei amplitudenmodulierten Signalen in dessen Hüllkurve enthalten. Bei Verwendung von analogen wie auch digitalen ZF-Filtern wird daher nach der ZF-Filterung auf der letzten Zwischenfrequenz die Hüllkurve dieses ZF-Signals ermittelt (siehe Bild 4-15).

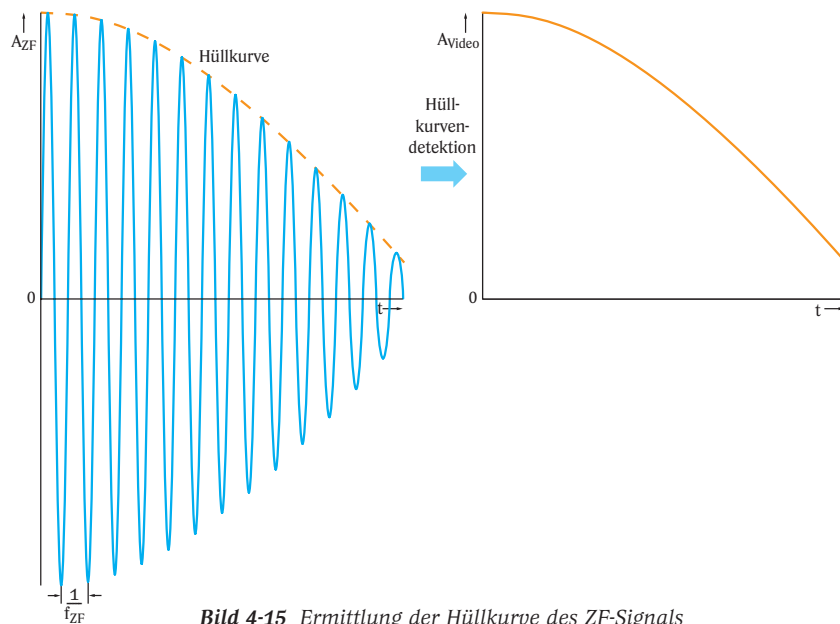


Bild 4-15 Ermittlung der Hüllkurve des ZF-Signals

Das Verfahren ist vergleichbar mit der Demodulation eines AM-Signals, d. h. es kann hierfür z. B. ein analoger Hüllkurvendemodulator (Hüllkurvendetektor) verwendet werden (siehe Bild 4-16). Das ZF-Signal wird damit gleichgerichtet und die hochfrequenten Signalkomponenten durch einen Tiefpaß beseitigt. Am Ausgang liegt dann die sogenannte Videospannung an.

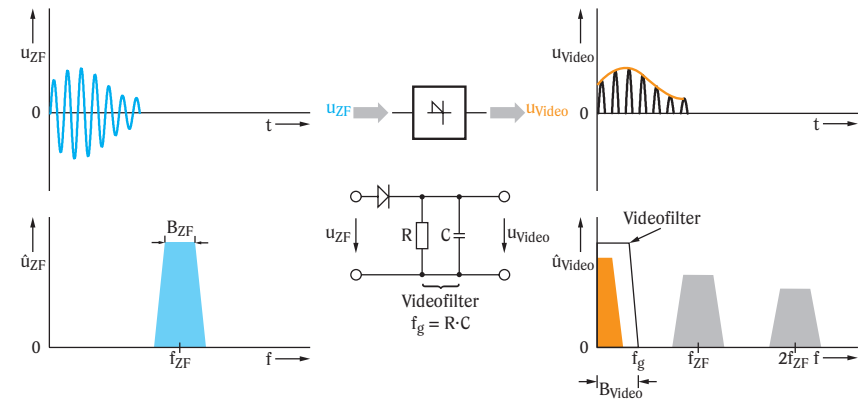


Bild 4-16 Ermittlung der Hüllkurve des ZF-Signals mit einem Hüllkurvendemodulator

Bei digitalen Bandbreiten wird bereits das ZF-Signal abgetastet, d. h. die Hüllkurve muß nach dem digitalen ZF-Filter aus den Abtastwerten ermittelt werden. Betrachtet man das ZF-Signal in der Darstellung durch einen komplexen Drehzeiger (vgl. Kapitel 2.1), so entspricht die Hüllkurve der Länge des mit ω_{ZF} rotierenden Drehzeigers (siehe Bild 4-17). Sie kann durch Betragsbildung z. B. mit dem CORDIC-Algorithmus [4-3] ermittelt werden.

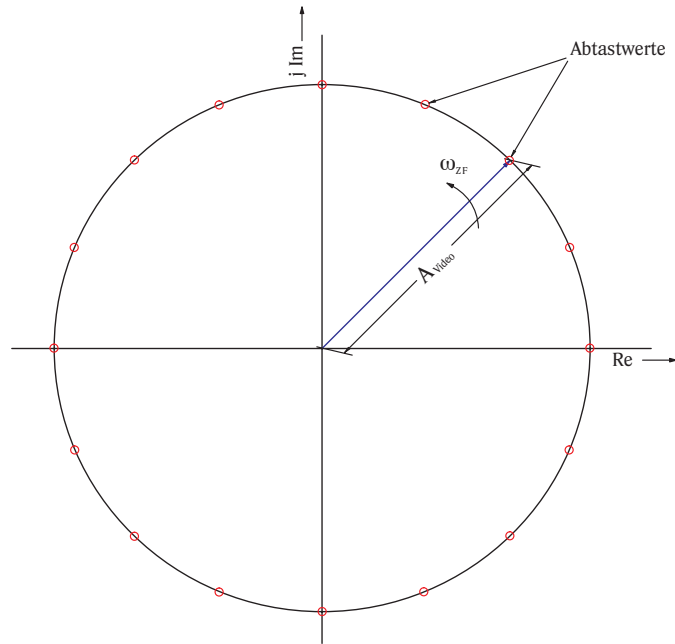


Bild 4-17 ZF-Signal bei sinusförmigem Eingangssignal, dargestellt durch einen komplexen Drehzeiger

Durch die Hüllkurvengleichrichtung geht die Phaseninformation des Eingangssignals verloren, d. h. bei der späteren Darstellung des Meßergebnisses kann nur der Betrag angezeigt werden. Dies ist ein wesentlicher Unterschied zu dem unter Kapitel 3.1 beschriebenen FFT-Analysator.

Die Dynamik des Hüllkurvendetektors ist entscheidend für den Dynamikbereich eines Spektrumanalysators. In modernen Analysatoren werden etwa 100 dB erreicht. Eine gleichzeitige Darstellung von Signalen mit einem so großen Pegelunterschied ist jedoch im linearen Pegelmaßstab nicht sinnvoll. Am Spektrumanalysator erfolgt daher die Pegeldarstellung meist im logarithmischen Maßstab. Das ZF-Signal kann deshalb wahlweise mit Hilfe eines Logarithmierers (32) vor dem Hüllkurvengleichrichter (33) logarithmiert werden, wodurch die Anzeigedynamik erhöht wird.

Die resultierende Videospannung ist abhängig vom Eingangssignal und der gewählten Auflösungsbandbreite. In Bild 4-18 sind einige Beispiele dargestellt. Der Spektrumanalysator ist bei dieser Betrachtung auf eine feste Frequenz abgestimmt, der darzustellende Frequenzbereich also 0 Hz (Zero Span).

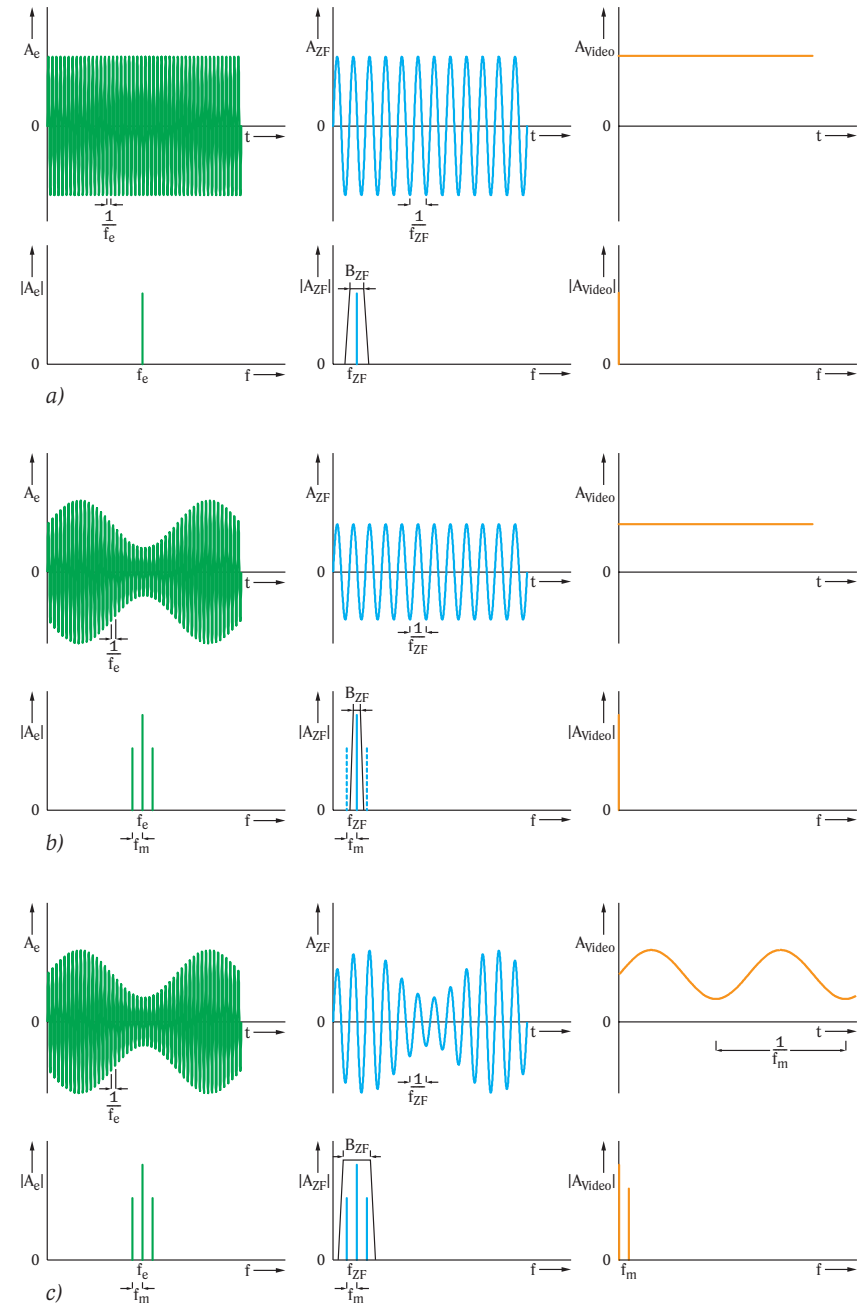


Bild 4-18 Videosignal (gelbe Kurven) und ZF-Signal nach ZF-Filter (blaue Kurven) bei verschiedenen Eingangssignalen (grüne Kurven) und Auflösungsbandbreiten
 a) Sinussignal b) AM-Signal, Auflösungsbandbreite kleiner als doppelte Modulationsbandbreite c) AM-Signal, Auflösungsbandbreite größer als doppelte Modulationsbandbreite

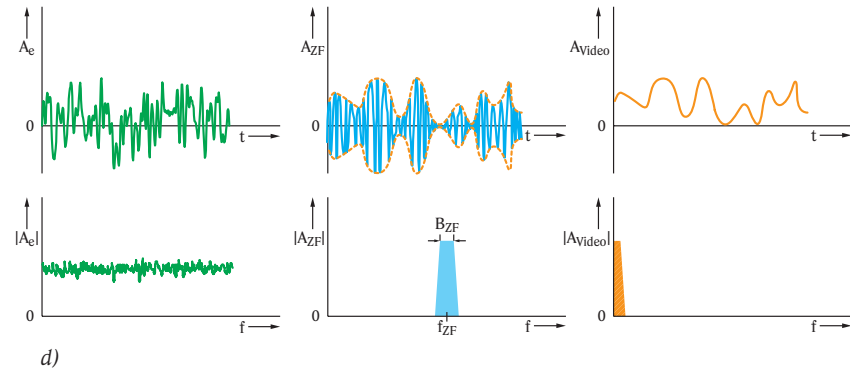


Bild 4-18 (Frts.) Videosignal (gelbe Kurven) und ZF-Signal nach ZF-Filter (blaue Kurven) bei verschiedenen Eingangssignalen (grüne Kurven) und Auflösebandbreiten
d) Rauschen

Dem Hüllkurvengleichrichter folgt das sogenannte Videofilter (35), mit dem die Videobandbreite (Video Bandwidth, VBW) festgelegt wird. Es handelt sich dabei um einen Tiefpaß erster Ordnung, mit dem das Videosignal von Rauschen befreit, d. h. die später angezeigte Meßkurve geglättet werden kann; die Anzeige wird dadurch stabiler. Bei dem hier beschriebenen Analysator ist das Videofilter bereits digital realisiert. Das Videosignal wird daher am Ausgang des Hüllkurvendetektors zunächst mit Hilfe eines A-D-Wandlers (34) abgetastet und in der Amplitude quantisiert.

Ähnlich wie durch die Auflösebandbreite wird die maximal zulässige Sweep-Geschwindigkeit auch durch die Videobandbreite begrenzt. Mit abnehmender Videobandbreite steigt die mindestens erforderliche Sweep-Zeit (siehe auch Kapitel 4.6.1).

Betrachtet man die Beispiele in Bild 4-18, so wird deutlich, daß die Videobandbreite abhängig von der Auflösebandbreite und der jeweiligen Meßanwendung eingestellt werden muß. Ebenso ist bei der Einstellung der verwendete Detektor zu berücksichtigen (siehe Kapitel 4.5). Die nachfolgenden Ausführungen gelten nicht bei Verwendung des RMS-Detektors (siehe auch Kapitel 4.4, Detektoren).

Bei Messungen an Sinussignalen mit ausreichendem Signal-Rausch-Abstand wird üblicherweise die Videobandbreite gleich der Auflösebandbreite gesetzt. Bei geringem Signal-Rausch-Abstand kann aber durch Reduzierung der Videobandbreite eine wesentlich stabilere Anzeige erreicht werden. Signale mit schwachem Pegel treten dadurch im Spektrum deutlicher in Erscheinung (siehe Bild 4-19), Pegelmeßwerte werden stabiler und

reproduzierbar. Bei einem Sinussignal wird die Pegelanzeige nicht durch die Reduzierung der Videobandbreite beeinflusst. Dies wird deutlich, wenn man in Bild 4-18a die aus dem sinusförmigen Eingangssignal resultierende Videospannung betrachtet. Es handelt sich dabei um eine reine Gleichspannung, das Videofilter nimmt daher keinen Einfluß auf den Pegel des Videosignals.

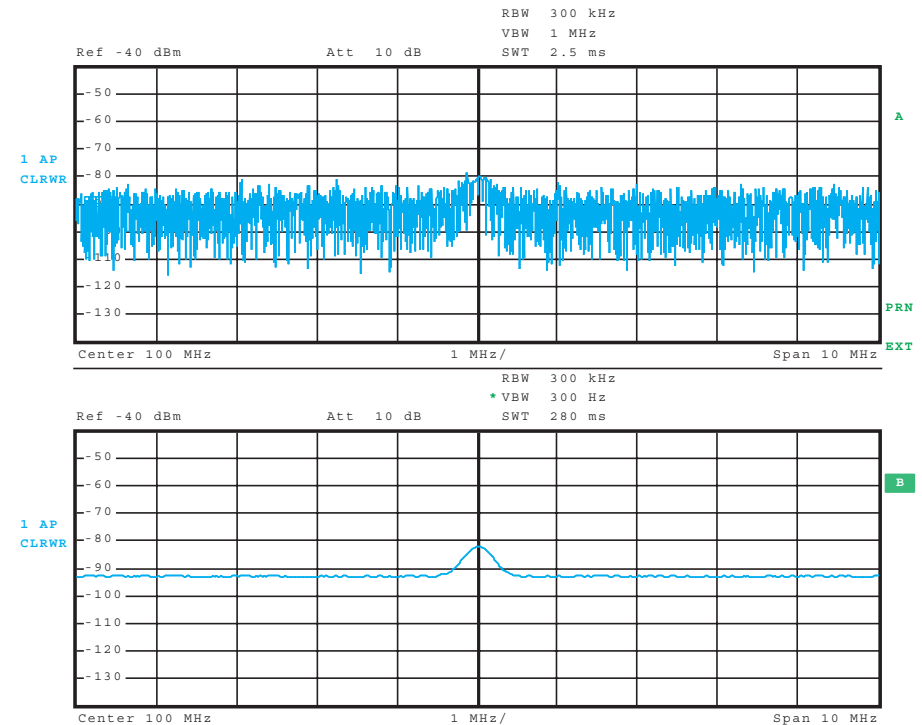


Bild 4-19 Sinussignal mit geringem S/N bei großer und kleiner Videobandbreite (obere bzw. untere Bildschirmhälfte)

Um bei Rauschmessungen stabile und reproduzierbare Meßergebnisse zu erzielen, wählt man ebenfalls eine schmale Videobandbreite. Die Bandbreite des Rauschens reduziert sich dadurch mit der Folge, daß hohe Rauschspitzen gemittelt werden. Wie in Kapitel 4.4, Detektoren, noch ausführlich beschrieben wird, liegt der angezeigte gemittelte Rauschleistungspegel um 2,5 dB unter dem tatsächlichen Effektivwert.

Bei Messungen an gepulsten Signalen ist eine Mittelung zu vermeiden. Impulse haben einen hohen Spitzenwert und einen niedrigen Mittelwert (abhängig vom Tastverhältnis). Um zu niedrige Anzeigepiegel zu vermeiden, ist die Videobandbreite deutlich größer als die Auflösbandbreite zu wählen (Bild 4-20). Siehe hierzu auch Kapitel 6.2.

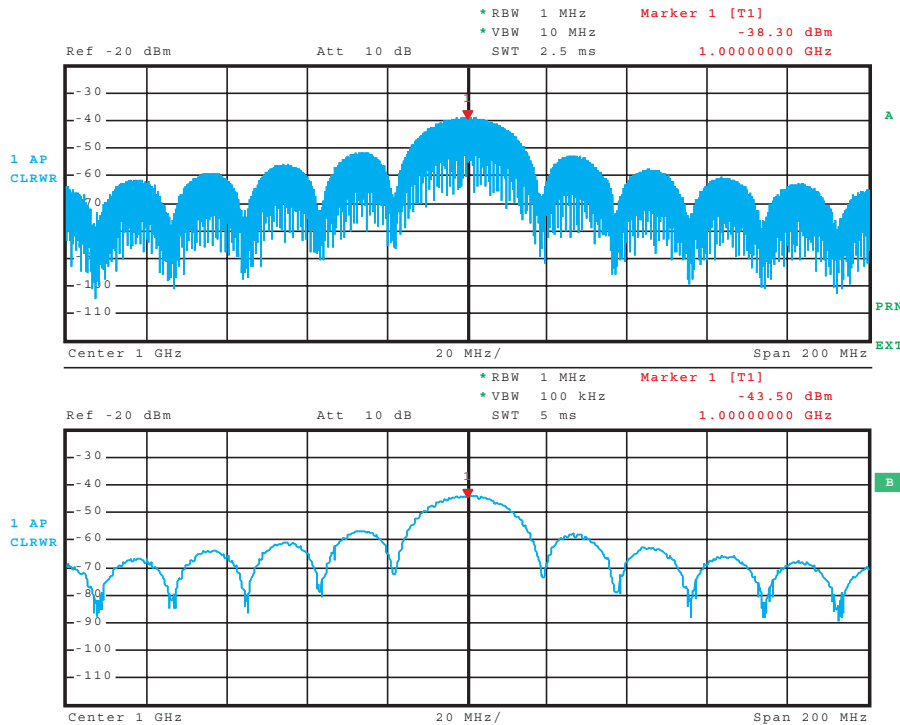


Bild 4-20 Gepulstes Signal aufgenommen mit großer und kleiner Videobandbreite (obere bzw. untere Bildschirmhälfte); zu beachten ist der Amplitudenverlust bei kleiner Videobandbreite (siehe Marker-Anzeige)

4.4 Detektoren

Moderne Spektrumanalysatoren verwenden zur Anzeige aufgenommener Spektren Flüssigkristallanzeigen (LC-Displays) anstelle von Kathodenstrahlröhren. Dementsprechend ist die Auflösung sowohl der Pegel- als auch der Frequenzdarstellung begrenzt.

Durch Verwendung von Marker-Funktionen (siehe auch Kapitel 4.5, Meßkurvenverarbeitung) läßt sich die begrenzte Auflösung des Pegeldar-

stellbereichs umgehen. Es können dann Meßwerte mit wesentlich höherer Auflösung ausgelesen werden.

Besonders bei der Darstellung großer Frequenzbereiche enthält jedoch ein Pixel die spektrale Information eines verhältnismäßig großen Teilbereichs. Wie in Kapitel 4.1 gezeigt, ist die Abstimmschrittweite des ersten Lokaloszillators von der Auflösbandbreite abhängig, so daß auf ein Pixel mehrere Meßwerte, sogenannte Samples (oft auch als Bins bezeichnet), fallen. Welcher dieser Meßwerte durch das Pixel dargestellt wird, hängt von der gewählten Bewertung, also dem Detektor ab. Die meisten Spektrumanalysatoren verfügen über Min-Peak-, Max-Peak-, Auto-Peak- und Sample-Detektor. Deren Funktionsweise ist in Bild 4-21 dargestellt.

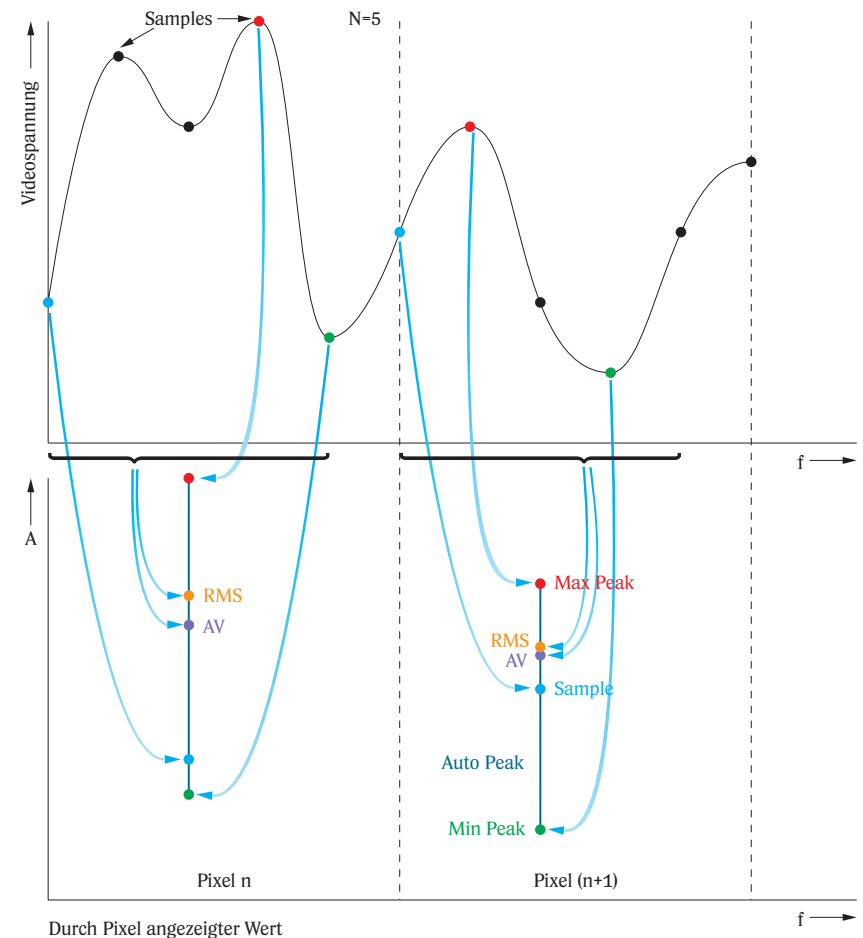


Bild 4-21 Auswahl des darzustellenden Samples in Abhängigkeit vom gewählten Detektor

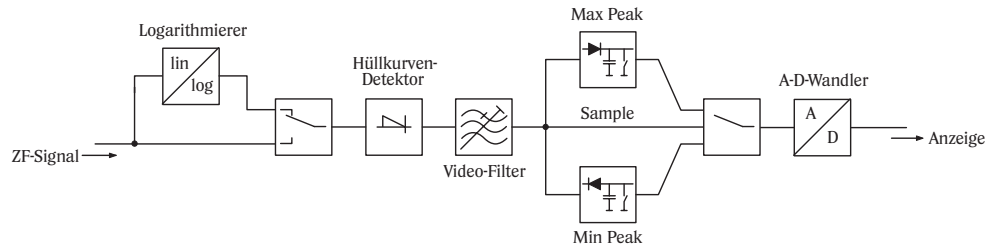


Bild 4-22 Analoge Realisierung von Detektoren

Diese Detektoren lassen sich durch analoge Schaltkreise, wie in Bild 4-22 gezeigt, realisieren. Die Abtastung des bewerteten Videosignals erfolgt in diesem Fall am Ausgang des Detektors. Bei dem hier beschriebenen Spektrumanalysator sind die Detektoren (36-39) digital realisiert, d.h. das Videosignal wird vor den Detektoren (in diesem Fall noch vor dem Videofilter) abgetastet. Neben den genannten Detektoren können dadurch auch Average- und RMS-Detektor vorteilhaft realisiert werden. Des Weiteren ist ein Quasi-Peak-Detektor für die Störmeßtechnik auf diese Weise implementiert.

• **Max-Peak-Detektor** (Maximum Peak, Maximalwert)

Der Max-Peak-Detektor bringt den Maximalwert zur Anzeige. Aus den Samples, die einem Pixel zugeordnet sind, wird derjenige mit dem höchsten Pegel ausgewählt und angezeigt. Auch bei der Darstellung von weiten Frequenzbereichen mit sehr geringer Auflösungsbreite (Span/ RBW >> Pixelanzahl der Frequenzachse) gehen keine Eingangssignale verloren. Dieser Detektor ist daher u. a. für EMV-Messungen von besonderer Bedeutung.

• **Min-Peak-Detektor** (Minimum Peak, Minimalwert)

Der Min-Peak-Detektor bringt aus den einem Pixel zugeordneten Samples den Meßwert mit dem geringsten Pegel, also den Minimalwert, zur Anzeige.

• **Auto-Peak-Detektor**

Mit dem Auto-Peak-Detektor werden Maximal- und Minimalwert gleichzeitig angezeigt. Beide Werte werden gemessen und ihre Pegel, mit einer senkrechten Linie verbunden, zur Anzeige gebracht (siehe Bild 4-21).

• **Sample-Detektor**

Der Sample-Detektor tastet die ZF-Hüllkurve für jedes Pixel der darzustellenden Meßkurve nur einmal ab bzw. entnimmt den auf ein Pixel entfallenden Abtastwerten, wie in Bild 4-21 dargestellt, nur einen Wert zu einem bestimmten, konstanten Zeitpunkt. Wenn der darzustellende Frequenzbereich wesentlich größer als die Auflösungsbreite ist (Span/RBW > Anzahl der Pixel der Frequenzachse), so werden Eingangssignale nicht mehr sicher erfaßt. Wie bei zu großer Schrittweite bei der Abstimmung des Lokaloszillators (siehe Bild 4-5) werden dann Signale unter Umständen nicht pegelrichtig angezeigt oder gehen völlig verloren.

• **RMS-Detektor** (Root Mean Square, Effektivwert)

Der RMS-Detektor berechnet für jedes Pixel der angezeigten Meßkurve aus den zugeordneten Samples die Leistung. Das Ergebnis entspricht der Signalleistung innerhalb des durch das Pixel dargestellten Frequenzbereichs. Zur Berechnung werden die Abtastwerte der Hüllkurve im linearen Pegelmaßstab benötigt. Es gilt:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N u_i^2} \tag{Gl. 4-11}$$

mit U_{RMS} Effektivwert der Spannung, in V
 N Anzahl der Abtastwerte (Samples), die dem entsprechenden Pixel zugeordnet sind
 u_i Abtastwerte der Hüllkurve, in V

Mit dem Bezugswiderstand R läßt sich daraus die Leistung berechnen:

$$P = \frac{U_{RMS}^2}{R} \tag{Gl. 4-12}$$

• **AV-Detektor** (Average, Mittelwert)

Der AV-Detektor berechnet für jedes Pixel der angezeigten Meßkurve aus den zugeordneten Samples den linearen Mittelwert (lin. Average). Zur Berechnung werden die Abtastwerte der Hüllkurve im linearen Pegelmaßstab benötigt. Es gilt:

$$U_{AV} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N u_i \tag{Gl. 4-13}$$

mit U_{AV} mittlere Spannung, in V
 N Anzahl der Abtastwerte (Samples), die dem entsprechenden Pixel zugeordnet sind
 u_i Abtastwerte der Hüllkurve, in V

Wie beim RMS-Detektor kann daraus mit dem Bezugswiderstand R die Leistung berechnet werden (vgl. Gl. 4-12).

• Quasi-Peak-Detektor

Der Quasi-Peak-Detektor ist ein Spitzenwertdetektor für die Störmeßtechnik mit definierter Lade- und Entladezeit. Diese Zeiten sind in der Vorschrift für Geräte zur Messung von Störemissionen CISPR 16-1 [4-4] festgelegt. Der Detektor wird hier nicht im Detail betrachtet. Eine genaue Beschreibung findet sich in Kapitel 6.2.5.1.

Ist die Abtastrate des A-D-Wandlers konstant, so erhöht sich bei längerer Sweep-Zeit auch die Anzahl der Meßwerte (Samples), die einem bestimmten Pixel zugeordnet sind. Die Auswirkungen auf die dargestellte Meßkurve hängen von der Art des Eingangssignals und dem gewählten Detektor ab. Sie werden im folgenden Abschnitt beschrieben.

Auswirkungen der Detektoren auf die Darstellung verschiedener Eingangssignale

Abhängig von der Art des Eingangssignals führen die verschiedenen Detektoren teilweise zu unterschiedlichen Meßergebnissen. Geht man wieder davon aus, daß der Spektrumanalysator auf die Frequenz des Eingangssignals fest abgestimmt ist (Span 0 Hz), so ist die Hüllkurve des ZF-Signals und damit auch die Videospannung bei einem sinusförmigen Eingangssignal mit ausreichendem Signal-Rausch-Abstand konstant. Der Pegel des angezeigten Signals ist deshalb unabhängig vom gewählten Detektor, da alle Samples den gleichen Pegel aufweisen und auch der daraus berechnete Mittelwert (AV-Detektor) sowie der Effektivwert (RMS-Detektor) dem Pegel eines jeden einzelnen Samples entspricht.

Anders ist dies jedoch bei zufälligen Signalen wie z. B. Rauschen oder rauschähnlichen Signalen, bei denen die Momentanleistung über der Zeit variiert. Maximaler und minimaler Momentanwert sowie Mittelwert und Effektivwert der Hüllkurve des ZF-Signals sind in diesem Fall voneinander verschieden.

Für die Leistung eines beliebigen Signals gilt:

$$P = \frac{1}{R} \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} u^2(t) dt \right) \quad (Gl. 4-14)$$

bzw. bei Betrachtung in einem bestimmten, eingeschränkten Zeitraum T

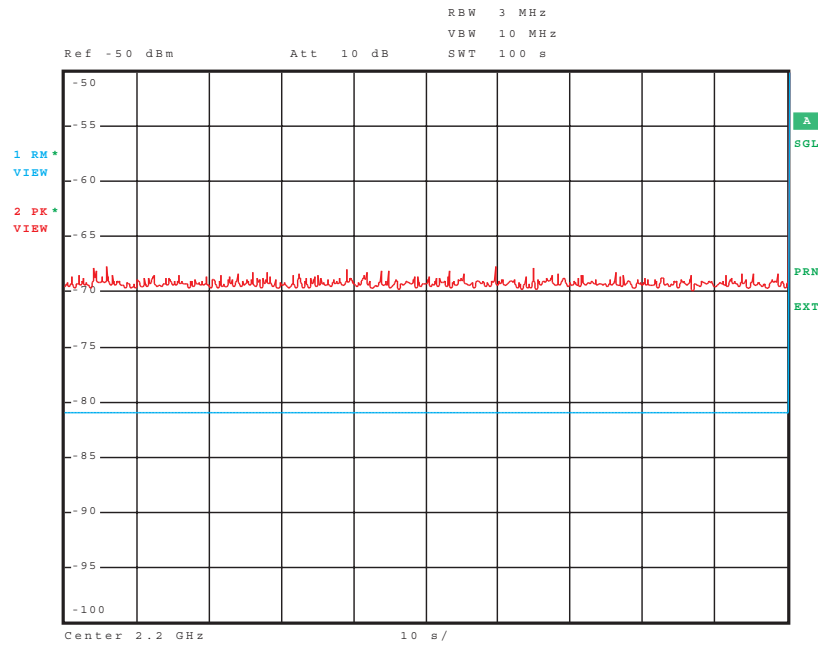
$$P = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} u^2(t) dt \quad (Gl. 4-15)$$

Ebenso läßt sich im gegebenen Betrachtungszeitraum T auch ein Spitzenwert der Momentleistung finden. Der Zusammenhang zwischen diesem Spitzenwert und der Leistung wird durch den sogenannten Crest-Faktor angegeben. Es gilt:

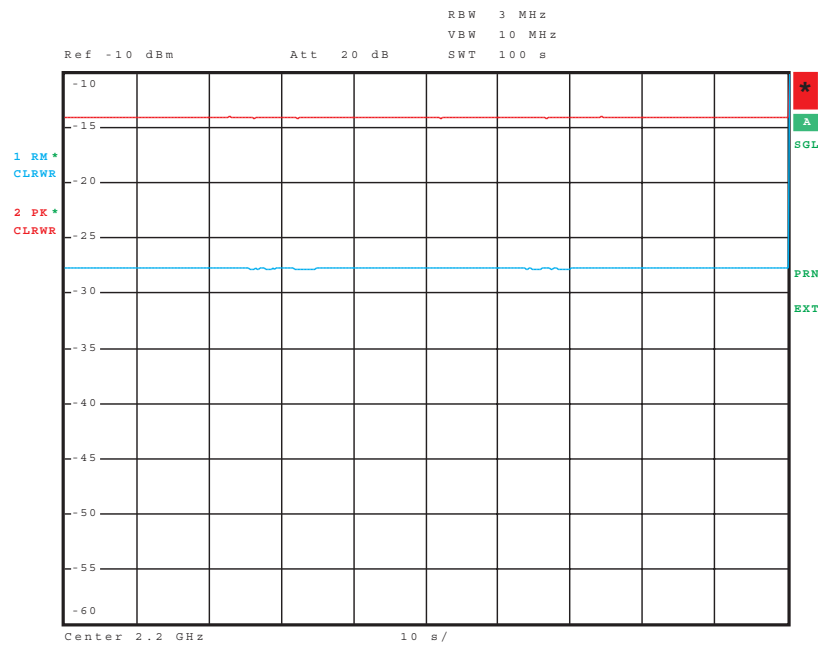
$$CF = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_S}{P} \right) \quad (Gl. 4-16)$$

mit CF Crest-Faktor, in dB
 P_S Spitzenwert der Momentanleistung im Betrachtungszeitraum T , in W
 P Leistung, in W

Bei Rauschen können theoretisch alle Spannungswerte auftreten, d. h. der Crest-Faktor wäre beliebig hoch. Da aber die Wahrscheinlichkeit für sehr hohe bzw. sehr niedrige Spannungswerte gering ist, erhält man in der Praxis bei hinreichend langer Beobachtungszeit für GAUSSSches Rauschen einen Crest-Faktor von etwa 12 dB. Digital modulierte Signale weisen oft ein rauschähnliches Spektrum auf. In der Regel weicht aber der Crest-Faktor von dem des GAUSSSchen Rauschens ab. In Bild 4-23 sind Spitzenwert und Effektivwert von GAUSSSchem Rauschen und einem IS95-CDMA-Signal (Forward Channel) dargestellt.



a) Crest-Faktor 12 dB



b) Crest-Faktor 13,8 dB

Bild 4-23 Spitzenwert (rote Kurven) und Effektivwert (blaue Kurven) von GAUSSschem Rauschen (a) sowie von einem IS95-CDMA-Signal (b), aufgenommen mit dem Max-Peak- bzw. RMS-Detektor

Die Auswirkungen des gewählten Detektors und der Sweep-Zeit auf die Ergebnisse von Messungen an stochastischen Signalen werden im folgenden beschrieben.

• **Max-Peak-Detektor**

Bei Verwendung des Max-Peak-Detektors werden stochastische Signale überbewertet, man erhält damit die höchste Pegelanzeige. Mit zunehmender Sweep-Zeit wird die Verweildauer in einem Frequenzbereich, der einem Pixel zugeordnet ist, erhöht. Bei GAUSSschem Rauschen steigt damit auch die Wahrscheinlichkeit, daß höhere Momentanwerte auftreten. Die Pegel der angezeigten Pixel werden daher ebenfalls höher (siehe Bild 4-24a).

Bei kleinem Verhältnis von Span und Auflösesebandbreite ist die Rauschanzeige bei kurzen Sweep-Zeiten gleich der Anzeige mit dem Sample-Detektor, da je Pixel nur noch ein Meßwert aufgenommen wird.

• **Min-Peak-Detektor**

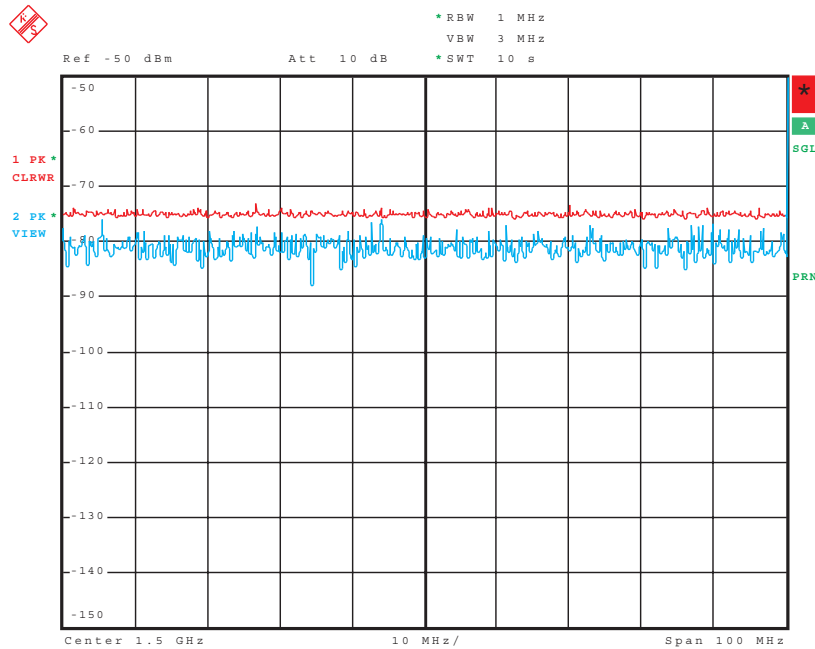
Durch den Min-Peak-Detektor werden stochastische Signale unterbewertet, man erhält damit die niedrigste Pegelanzeige. Das am Spektrumanalysator angezeigte Rauschen wird dadurch stark unterdrückt. Bei GAUSSschem Rauschen steigt mit zunehmender Sweep-Zeit auch die Wahrscheinlichkeit, daß niedrigere Momentanwerte auftreten. Die Pegel der angezeigten Pixel werden daher ebenfalls niedriger (siehe Bild 4-24b). Bei Messungen an Sinussignalen mit geringem Signal-Rausch-Abstand wird auch das Minimum des dem Signal überlagerten Rauschen angezeigt, so daß Pegelmessungen zu niedrige Werte ergeben.

Bei kleinem Verhältnis von Span und Auflösesebandbreite ist die Rauschanzeige bei kurzen Sweep-Zeiten gleich der Anzeige mit dem Sample-Detektor, da je Pixel nur noch ein Meßwert aufgenommen wird.

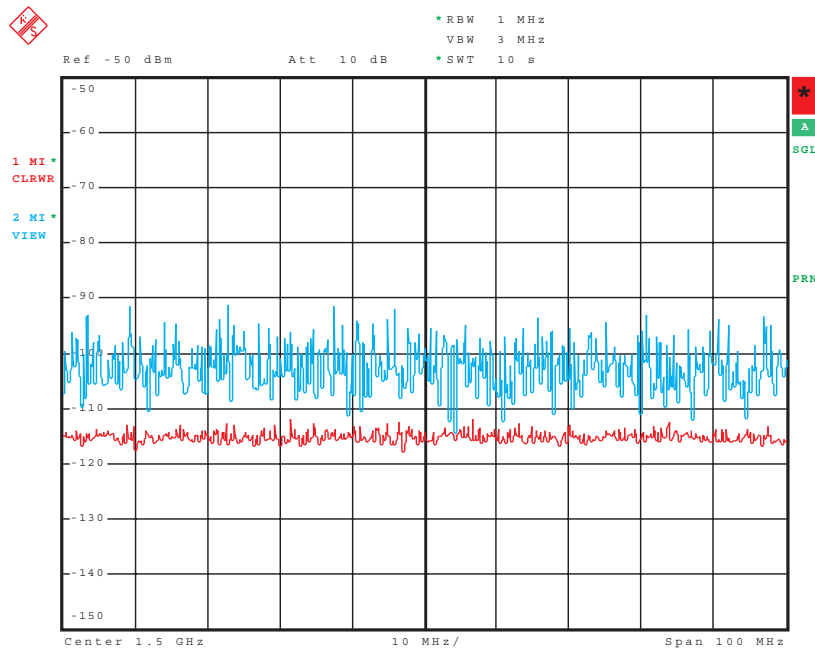
• **Auto-Peak-Detektor**

Bei Messung mit dem Auto-Peak-Detektor werden die Ergebnisse des Max-Peak- und Min-Peak-Detektors, mit einer Linie verbunden, gleichzeitig angezeigt. Mit zunehmender Sweep-Zeit wird dadurch das dargestellte Rauschband deutlich breiter.

Bei kleinem Verhältnis von Span und Auflösesebandbreite ist die Rauschanzeige bei kurzen Sweep-Zeiten gleich der Anzeige mit dem Sample-Detektor, da je Pixel nur noch ein Meßwert aufgenommen wird.



a)



b)

Bild 4-24 Änderung der Rauschanzeige durch Verändern der Sweep-Zeit bei Max-Peak-Detektor (a) und Min-Peak-Detektor (b), Sweep-Zeit 2,5 ms (blaue Kurve) bzw. 10 s (rote Kurve)

• **Sample-Detektor**

Mit dem Sample-Detektor wird, wie in Bild 4-21 gezeigt, immer ein zu einem definierten Zeitpunkt aufgenommener Abtastwert dargestellt. Aufgrund der Verteilung der Momentanwerte variiert daher bei GAUSSSchem Rauschen die angezeigte Meßkurve um den Mittelwert der aus dem Rauschen resultierenden Hüllkurve des ZF-Signals. Dieser Mittelwert liegt 1,05 dB unter dem Effektivwert. Wird das Rauschen darüber hinaus durch eine schmale Videobandbreite ($VBW < RBW$) im logarithmischen Pegelmaßstab gemittelt, so ergibt sich zusätzlich eine um 1,45 dB zu niedrige Anzeige des Mittelwerts. Das angezeigte Rauschen liegt also um insgesamt 2,5 dB unter dem Effektivwert.

Anders als bei übrigen Detektoren hat die Sweep-Zeit hier keinen Einfluß auf die dargestellte Meßkurve, da die Anzahl der aufgenommenen Meßwerte davon unabhängig ist.

• **RMS-Detektor**

Mit dem RMS-Detektor kann die tatsächliche Leistung eines Eingangssignal unabhängig von dessen Verlauf im Zeitbereich gemessen werden. Bei Verwendung des Sample- oder Max-Peak-Detektors muß zur Ermittlung der Leistung von Signalen mit zufälligem Momentanwert der genaue Zusammenhang zwischen Effektiv- und Spitzenwert, also die Signalstatistik bekannt sein. Diese Vorkenntnis ist bei Verwendung des RMS-Detektors nicht notwendig.

Der durch ein bestimmtes Pixel angezeigte Effektivwert wird aus allen dazugehörigen Meßwerten (Samples) berechnet. Durch Erhöhen der Sweep-Zeit steigt auch die Anzahl der für die Berechnung zur Verfügung stehenden Meßpunkte, wodurch die angezeigte Meßkurve geglättet werden kann. Eine Glättung durch Verringern der Videobandbreite oder durch Mittelung über mehrere Meßkurven (siehe Kapitel 4.5) ist beim RMS-Detektor weder zulässig noch notwendig. Die Meßergebnisse würden dadurch verfälscht, die angezeigten Meßwerte wären zu niedrig (max. 2,51 dB). Um jegliche Verfälschung zu vermeiden, muß bei Verwendung des RMS-Detektors die Videobandbreite mindestens etwa dreimal so groß wie die Auflösebandbreite sein.

• **AV-Detektor**

Der AV-Detektor liefert den arithmischen Mittelwert aus den Meßwerten im linearen Pegelmaßstab. Man erhält damit unabhängig von der Art des

Eingangssignals den tatsächlichen Mittelwert. Bei Mittelung von logarithmierten Meßwerten (log. Average) dagegen würde man zu niedrige Ergebnisse erhalten, da höhere Signalpegel durch die Logarithmierung mehr komprimiert werden. Durch Erhöhen der Sweep-Zeit stehen zur Berechnung des Mittelwerts, der durch ein bestimmtes Pixel angezeigt wird, mehrere Meßpunkte zur Verfügung. Die angezeigte Meßkurve kann dadurch geglättet werden.

Eine schmale Videobandbreite bewirkt eine Mitteilung des Videosignals. Liegen am Eingang des Videofilters Meßwerte im linearen Pegelmaßstab an, so wird bei Reduzierung der Videobandbreite der lineare Mittelwert der Meßwerte gebildet. Dies entspricht der Funktion des AV-Detektors, weshalb in diesem Fall eine Glättung durch schmale Videobandbreiten zulässig ist.

Dies ist auch für den hier beschriebenen Analysator gültig, da bei Verwendung des AV-Detektors am Eingang des Videofilters Meßwerte im linearen Pegelmaßstab anliegen (siehe Blockschaltbild).

Bei Reduzierung der Videobandbreite konvergiert die Rauschanzeige bei Max-Peak-, Min-Peak-, Auto-Peak- und Sample-Detektor, da die Meßwerte (Samples) durch das Videofilter gemittelt werden, bevor die Bewertung durch den Detektor erfolgt. Setzt man zur Ermittlung der Hüllkurve des ZF-Signals einen linearen Hüllkurvendetektor ein, so werden durch das Videofilter Werte im linearen Maßstab gemittelt. Die resultierende Anzeige entspricht dem tatsächlichen Mittelwert und damit der Rauschanzeige bei Verwendung eines AV-Detektors. Wird dagegen das ZF-Signal vor der Bildung der Videospannung logarithmiert, so sind die resultierenden, gemittelten Meßwerte niedriger als der tatsächliche Mittelwert. Bei GAUSSSchem Rauschen beträgt der Unterschied 1,45 dB (siehe Bild 4-25a). Da der lineare Mittelwert der aus GAUSSSchem Rauschen resultierenden Videospannung bereits 1,05 dB unter dem Effektivwert liegt, erhält man insgesamt um 2,5 dB niedrigere Meßwerte als mit dem RMS-Detektor (siehe Bild 4-25a). Zur Ermittlung der Leistung von GAUSSSchem Rauschen ist aufgrund dieses bekannten Zusammenhangs kein RMS-Detektor erforderlich. Die Leistung kann aus den Meßwerten, die mit dem Sample-Detektor aufgenommen wurden, durch Anwendung eines Korrekturfaktors von 2,5 dB berechnet werden.

Für andere zufällige Signale, deren Momentanwerte nicht der GAUSSSchen Normalverteilung unterliegen (z.B. digital modulierte Signale), gilt

dieser Zusammenhang nicht (siehe Bild 4-25b). Ist der Crest-Faktor nicht bekannt, so kann die Leistung solcher Signale nur mit einem RMS-Detektor ermittelt werden.

Verhalten bei Mittelung über mehrere Messungen

Wie im nachfolgenden Kapitel beschrieben wird, verfügen moderne Analysatoren auch über die Möglichkeit, Meßkurven über mehrere Messungen zu mitteln (Trace Average). Diese Art der Mittelung führt teilweise zu anderen Ergebnissen als die Verwendung schmaler Videofilter.

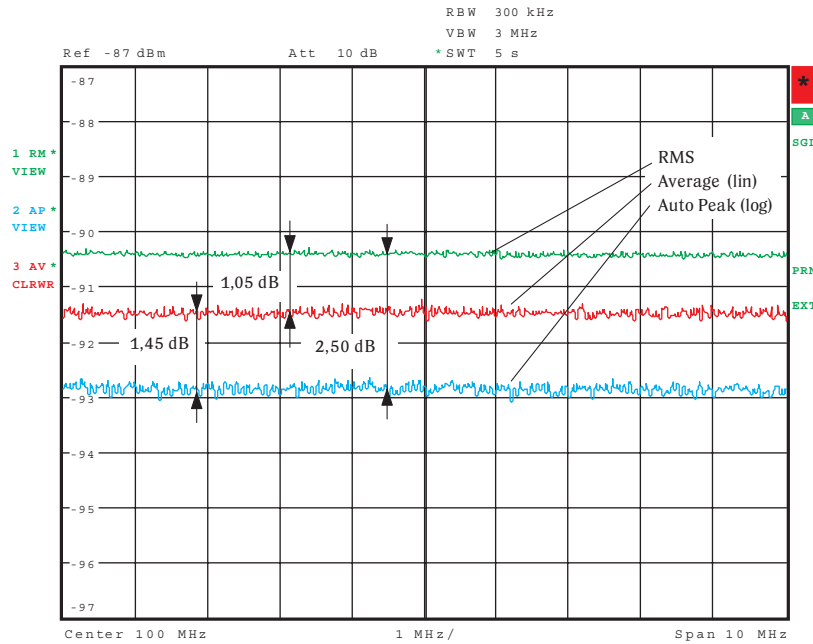
Abhängig davon, ob die aufgenommene Meßkurve im linearen oder logarithmischen Pegelmaßstab dargestellt wird, zieht man für diese Mitteilung lineare oder logarithmierte Meßwerte heran. Ob die Meßkurve durch die Mittelung verfälscht wird, hängt daher von der Art der Darstellung ab.

Die Rauschanzeigen bei Max-Peak-, Min-Peak- und Sample-Detektor konvergieren bei Mittelung über mehrere Messungen nicht. Es wird vielmehr der Mittelwert aus den Maximal- bzw. den Minimalwerten gebildet, während mit dem Videofilter die Meßwerte vor der Bewertung gemittelt werden und dadurch konvergieren.

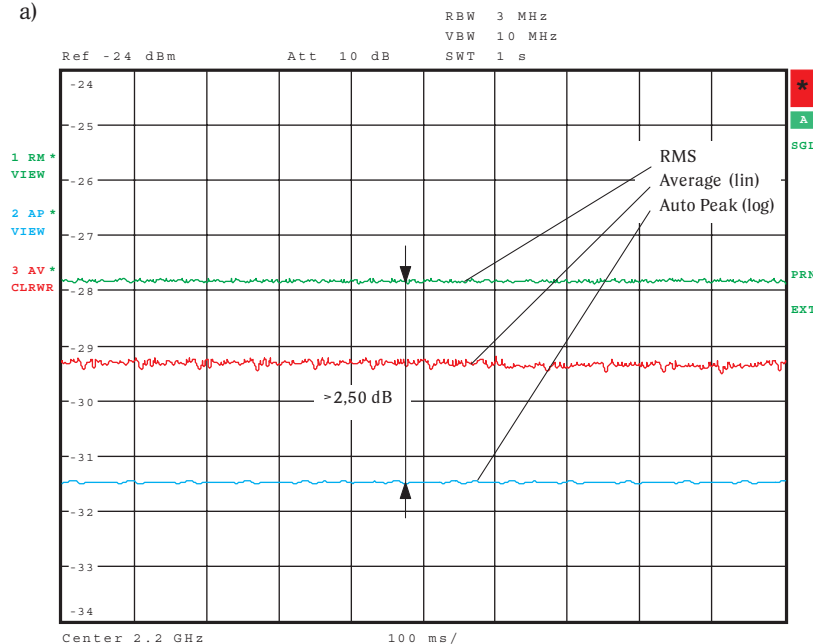
Beim Sample-Detektor erhält man wiederum den Mittelwert des Rauschens. Bei logarithmischer Pegeldarstellung wird dieser wie oben bereits beschrieben um 1,45 dB zu niedrig angezeigt. Bei linearer Pegeldarstellung und großer Videobandbreite ($VBW \geq 10 \cdot RBW$) erhält man hingegen den tatsächlichen Mittelwert, so wie mit dem AV-Detektor.

Wird der Auto-Peak-Detektor verwendet, so ist Mittelung über mehrere Meßkurven nicht sinnvoll, da die Anzeige aus Maximal- und Minimalwert besteht. Beim Aktivieren von Trace-Average wird daher oft automatisch auf Sample-Detektor umgeschaltet.

Beim RMS-Detektor ist Trace Averaging weder im linearem noch im logarithmischen Pegelmaßstab zulässig.



a)



b)

Bild 4-25 Messung von GAUSSschem Rauschen (a) und einem IS95-CDMA-Signal (b) mit RMS- und AV-Detektor (grüne bzw. rote Meßkurve) sowie dem Auto-Peak-Detektor mit Mittelung durch schmale Videobandbreite (blaue Meßkurve)

4.5 Meßkurvenverarbeitung

Wie in Kapitel 4.4 gezeigt wurde, erfordern AV- und RMS-Detektor lineare Meßwerte. Um Meßkurven auch bei Verwendung dieser Detektoren im logarithmischen Pegelmaßstab darstellen zu können, folgt den Detektoren ein Logarithmierer (40), der wahlweise aktiviert werden kann.

In modernen Spektrumanalysatoren werden die Meßwerte vor der Anzeige digitalisiert. Es ergibt sich dadurch eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Meßkurvenauswertung (41).

• Meßdatenspeicher

In modernen Analysatoren können mehrere Meßkurven gespeichert und gleichzeitig zur Anzeige gebracht werden. Diese Funktion ist speziell für Vergleichsmessungen sehr hilfreich.

• Mittelung von Meßkurven (Trace Average)

Mit dieser Funktion kann eine dargestellte Meßkurve durch Mittelung über mehrere Messungen (Sweeps) geglättet werden. Die Anzahl der zu mittelnden Messungen läßt sich vom Benutzer vorgeben. Abhängig vom Eingangssignal und vom verwendeten Detektor kann diese Art der Mittelung zu anderen Ergebnissen als die Mittelung durch Verringern der Videobandbreite führen.

• Marker-Funktionen

Marker-Funktionen sind besonders für die Auswertung aufgenommener Meßkurven sehr hilfreich. Es lassen sich damit Frequenz und Pegel an einem beliebigen Punkt der Meßkurve anzeigen. Die eingeschränkte Darstellungsgenauigkeit aufgrund der begrenzten Bildschirmauflösung kann damit umgangen werden. Neben Funktionen, mit denen der Marker automatisch auf ein Signal mit maximalem Pegel gesetzt wird, besteht auch die Möglichkeit, Pegelunterschiede zwischen Signalen direkt darzustellen (Delta-Marker).

Moderne Spektrumanalysatoren bieten darüber hinaus erweiterte Marker-Funktionen, mit denen z.B. Rauschmessungen oder Phasenrauschmessungen direkt, d. h. ohne manuelle Berücksichtigung der Meßbandbreite oder Korrekturfaktoren, möglich sind (siehe Bild 4-26).

Die genaue Frequenz eines dargestellten Signals kann ebenfalls mit Hilfe eines Markers und einer Zählfunktion (Signal Count) ermittelt werden. Der Spektrumanalysator kann damit auch in vielen Fällen einen Frequenzzähler ersetzen.

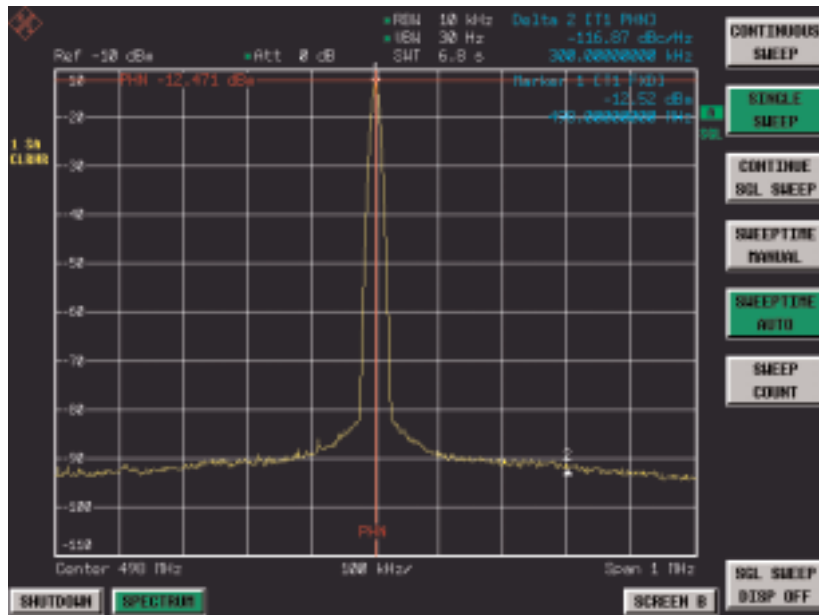


Bild 4-26 Marker-Funktionen zur einfachen Messung des Phasenrauschens eines Eingangssignals

• Toleranzmasken (Limit Lines)

Mit Toleranzmasken können vom Meßobjekt einzuhaltende Grenzwerte leicht überprüft werden. Um den Einsatz in der Fertigung zu vereinfachen, werden aufgenommene Meßkurven auf Verletzung der angegebenen Grenzwerte automatisch kontrolliert und das Ergebnis als „Pass“ oder „Fail“-Meldung ausgegeben (siehe Bild 4-27).

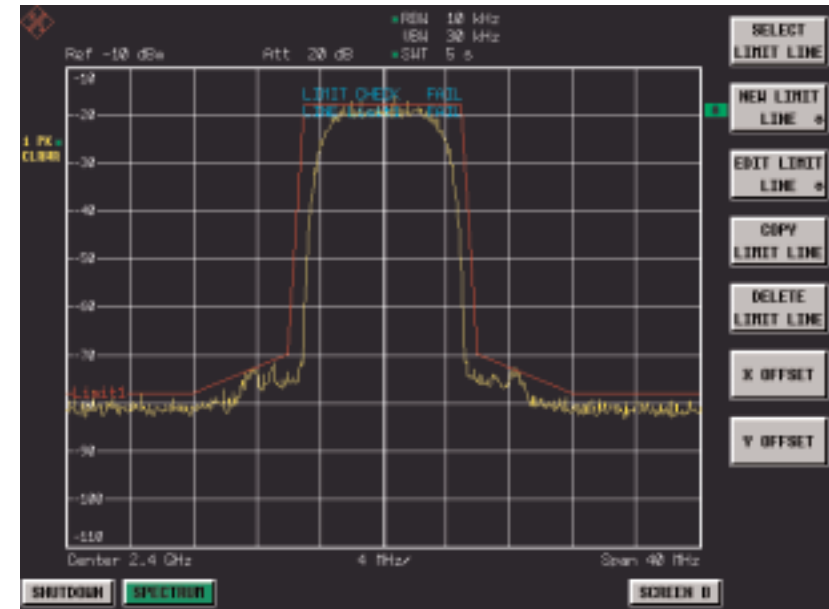


Bild 4-27 Auswertung von Meßkurven mit Toleranzmasken

• Kanalleistungsmessung

Bei digital modulierten Signalen muß die Leistung oftmals innerhalb eines Kanals, also innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs, gemessen werden. Diese Kanalleistung ist aus der aufgenommenen Meßkurve zu berechnen, wofür in modernen Spektrumanalysatoren spezielle Funktionen zur Verfügung stehen. In Kapitel 6.3 ist die Nachbarkanalleistungsmessung mit Hilfe eines Spektrumanalysators ausführlich beschrieben.

4.6 Wesentliche Abhängigkeiten

Einige Einstellungen des Analysators sind voneinander abhängig. Um Meßfehler zu vermeiden, sind diese Parameter bei modernen Spektrumanalysatoren im normalen Betriebsfall miteinander verkoppelt, d.h. bei Änderung einer Einstellung werden automatisch alle davon abhängigen Größen entsprechend angepaßt. Die einzelnen Parameter können aber auch voneinander unabhängig vom Benutzer eingestellt werden. Für solche Fälle ist es besonders wichtig, die genauen Zusammenhänge und Auswirkungen zu verstehen.

4.6.1 Sweep-Zeit, Span, Auflös- und Videobandbreite

Bei Verwendung von analogen oder digitalen ZF-Filtern wird die maximal zulässige Sweep-Geschwindigkeit durch die Einschwingzeit von ZF-Filter und Videofilter begrenzt. Letzteres hat keinen Einfluß, sofern die Videobandbreite größer als die Auflösbandbreite ist. In diesem Fall steigt die notwendige Einschwingdauer mit kleiner werdender Auflösbandbreite quadratisch, d. h. eine Verringerung um den Faktor n führt zu einer um n² längeren minimal erforderlichen Sweep-Zeit. Es gilt:

$$T_{Sweep} = k \cdot \frac{\Delta f}{B_{ZF}^2} \tag{Gl. 4-17}$$

- mit T_{Sweep} minimal erforderliche Sweep-Zeit (bei gegebenem Span und Auflösbandbreite), in s
- B_{ZF} Auflösbandbreite, in Hz
- Δf darzustellender Frequenzbereich (Span), in Hz
- k Proportionalitätsfaktor

Der Proportionalitätsfaktor k ist abhängig von der Art des Filters und dem zulässigen Einschwingfehler. Bei analogen Filtern, die sich aus vier bzw. fünf Einzelkreisen zusammensetzen, beträgt der Proportionalitätsfaktor $k = 2,5$ (max. Einschwingfehler ca. 0,15 dB). Bei digital realisierten GAUSS-Filtern ist das Einschwingverhalten bekannt und exakt reproduzierbar. Durch entsprechende Korrekturen sind daher unabhängig von der Art des Eingangssignals im Vergleich zu analogen Filtern höhere Sweep-Geschwindigkeiten ohne Amplitudenverlust möglich. Es läßt sich damit ein k-Faktor von 1 erreichen. In Bild 4-28 ist die erforderliche Sweep-Zeit bei einem

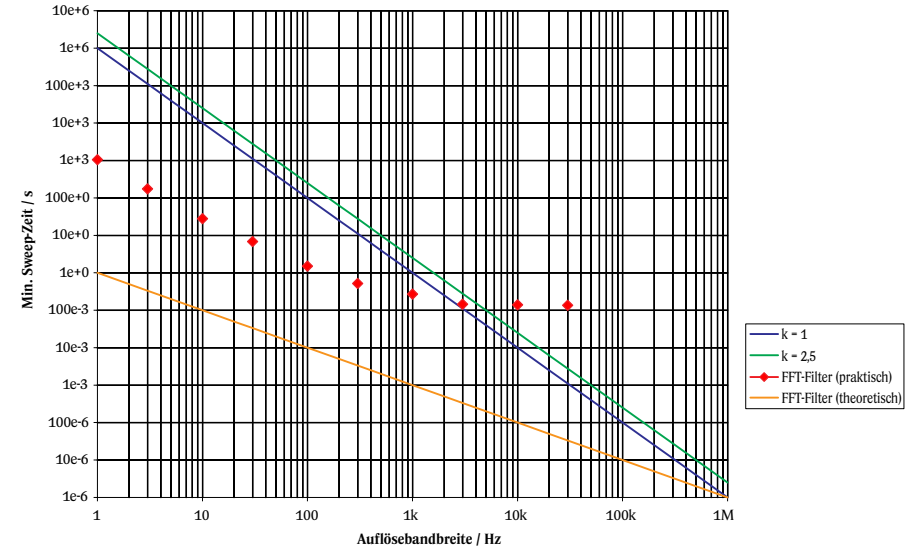


Bild 4-28 Theoretisch erforderliche Sweep-Zeit in Abhängigkeit von der Auflösbandbreite bei einem Span von 1 MHz. Beispiel für die mit FFT-Filtern in einem modernen Spektrumanalysator erreichbaren Meßzeiten

Span von 1 MHz in Abhängigkeit von der Auflösbandbreite dargestellt.

Ist die Videobandbreite kleiner als die Auflösbandbreite, so wird die mindestens erforderliche Sweep-Zeit auch durch die Einschwingzeit des Videofilters bestimmt. Diese nimmt, ähnlich wie beim ZF-Filter, mit abnehmender Bandbreite zu. Das Videofilter ist üblicherweise ein Tiefpaß 1. Ordnung, bei analoger Realisierung also ein einfaches RC-Glied. Zwischen Videobandbreite und Sweep-Zeit besteht daher ein linearer Zusammenhang. Ein Verringern der Videobandbreite um den Faktor n führt zu einer n-fachen Sweep-Zeit.

Bei Unterschreitung der Mindest-Sweep-Zeit kann das ZF-Filter bzw. das Videofilter nicht mehr einschwingen, was zu Amplitudenverlust und einer verzerrten Signaldarstellung (Frequenzversatz) führt. Ein Sinussignal wird dadurch z. B. weder pegel- noch frequenzrichtig dargestellt (siehe Bild 4-29). Aufgrund der verbreiterten Signaldarstellung ergibt sich zudem eine schlechtere effektive Auflösung.

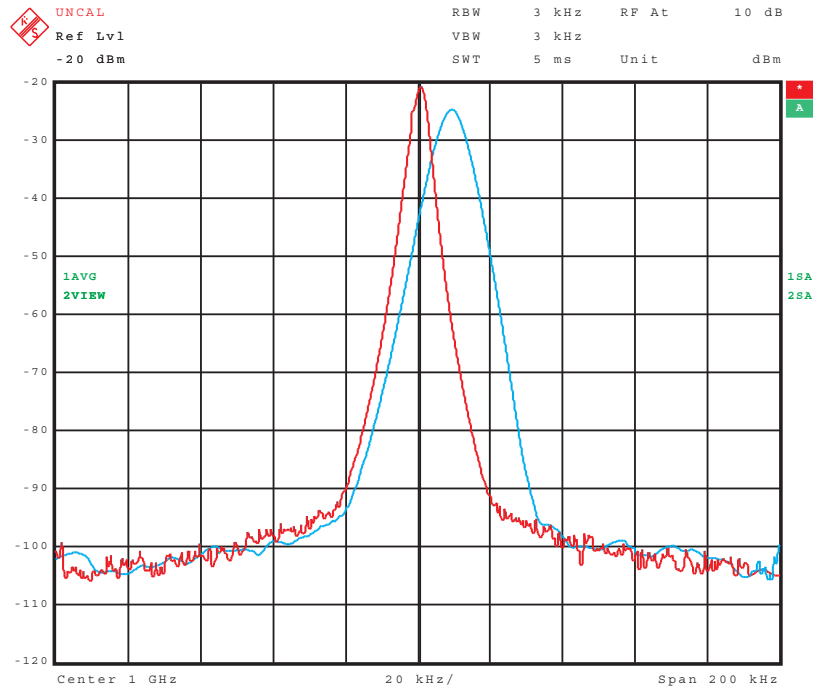


Bild 4-29 Amplitudenverlust bei Unterschreitung der mindestens erforderlichen Sweep-Zeit (blaue Meßkurve)

Um Meßfehler durch zu geringe Sweep-Zeiten zu vermeiden, sind in modernen Spektrumanalysatoren Auflösungsbandbreite, Videobandbreite, Sweep-Zeit und Span im normalen Betriebsfall miteinander verkoppelt. Dabei wird die Auflösungsbandbreite an den jeweils eingestellten Span automatisch angepaßt. Lange Sweep-Zeiten durch schmale Auflösungsbandbreiten bei großem Span oder zu geringe Auflösung aufgrund von zu hohen Auflösungsbandbreiten bei kleinen Spans werden damit vermieden. Der Umgang mit einem Spektrumanalysator wird dadurch deutlich vereinfacht. Das Verhältnis zwischen Span und Auflösungsbandbreite (Coupling Ratio Span / RBW) kann oftmals vom Benutzer eingestellt werden.

Auch teilweise Verkopplungen sind möglich. Bei manueller Einstellung der Auflösungs- und Videobandbreite kann z. B. automatisch die Sweep-Zeit entsprechend angepaßt werden. Ebenso führt z. B. eine Verdopplung des Spans bei konstanter Auflösungs- und Videobandbreite zu einer Verdopplung der Sweep-Zeit.

Wird bei manueller Einstellung die Mindest-Sweep-Zeit unterschritten, so erscheint üblicherweise eine Warnung (z. B. UNCAL in Bild 4-29, linke obere Ecke).

Bei FFT-Filtern tritt anstelle der Einschwingzeit die für eine bestimmte Auflösung erforderliche Beobachtungszeit (vgl. hierzu Gl. 3-4). Im Gegensatz zur Sweep-Zeit bei analogen oder digitalen Filtern ist die Beobachtungszeit unabhängig vom Span, d. h. selbst bei Vergrößern des Spans würde sich bei gleichbleibender Auflösung die Beobachtungszeit nicht erhöhen. Die in Bild 4-28 dargestellte Beobachtungszeit in Abhängigkeit von der Auflösung (gelbe Kurve) ist daher unabhängig vom Span.

In der Praxis werden jedoch größere Spans aus mehreren Teilfrequenzbereichen zusammengesetzt. Für jeden Teilbereich ist bei gegebener Auflösung die daraus resultierende Beobachtungszeit notwendig, die erforderliche Gesamtbeobachtungszeit daher direkt proportional zur Anzahl der Teilbereiche. Die erreichbare Meßzeit ist deshalb deutlich länger als die theoretisch erwartete. Als Beispiel sind in Bild 4-28 die mit einem modernen Spektrumanalysator möglichen „Sweep“-Zeiten bei Verwendung von FFT-Filtern abgebildet. Man erkennt, daß besonders bei großem Verhältnis von Span und Auflösungsbandbreite mit FFT-Filtern enorme Verkürzungen der Meßzeit möglich sind – insbesondere bei Verwendung sehr schmaler Auflösungsbandbreiten.

In modernen Spektrumanalysatoren kann die Videobandbreite an die Auflösungsbandbreite gekoppelt werden. Bei Verändern der ZF-Bandbreite wird dadurch automatisch die Videobandbreite nachgezogen. Der Kopplungsgrad (Coupling Ratio), also das einzustellende Verhältnis zwischen Auflösungs- und Videobandbreite, ist von der Art der Anwendung abhängig und muß daher vom Benutzer eingestellt werden (siehe auch Kapitel 4.3). Neben der freien Eingabe eines Zahlenwerts stehen oft folgende Optionen zur Auswahl:

- Sinus (Sine) RBW/VBW = 0,3 ... 1
- Puls (Pulse) RBW/VBW = 0,1
- Rauschen (Noise) RBW/VBW = 10

In der Grundeinstellung wird die Videobandbreite meist so gewählt, daß maximale Mittelung erreicht wird, ohne die erforderliche Sweep-Zeit durch das Videofilter zu erhöhen. Bei einem Proportionalitätsfaktor von $k = 2,5$

(vgl. Gl. 4-17) muß hierzu die Videobandbreite mindestens so groß wie die Auflösebandbreite sein ($RBW/VBW = 1$). Wird hingegen das ZF-Filter digital realisiert, so kann wie oben beschrieben durch entsprechende Kompensation ein Proportionalitätsfaktor von $k = 1$ erreicht werden, d.h. die minimal erforderliche Sweep-Zeit kann um den Faktor 2,5 gesenkt werden. Um bei dieser verringerten Sweep-Zeit dennoch ein Einschwingen des Videofilters sicherzustellen, ist die Videobandbreite etwa um den Faktor 3 größer als die Auflösebandbreite zu wählen ($RBW/VBW = 0,3$).

4.6.2 Referenzpegel und HF-Dämpfung

Spektrumanalysatoren ermöglichen Messungen in einem sehr weiten Pegelbereich, der durch das Eigenrauschen und den maximal zulässigen Eingangspegel begrenzt wird (siehe hierzu auch Kapitel 5.1, Eigenrauschen, bzw. Kapitel 5.4, 1-dB-Kompressionspunkt und maximaler Eingangspegel). Bei modernen Analysatoren kann sich dieser Pegelbereich durchaus von -147 dBm bis $+30$ dBm (bei einer Auflösebandbreite von 10 Hz), also über nahezu 180 dB erstrecken. Beide Grenzen können aber nicht gleichzeitig erreicht werden, da sie zum einen verschiedene Einstellungen erfordern und zum anderen der Dynamikbereich von Logarithmierern, Hüllkurvendektoren sowie A-D-Wandlern ohnehin deutlich geringer ist. Im gesamten Pegelbereich kann daher nur ein gewisses Fenster genutzt werden, dessen Lage durch entsprechende Einstellung des Referenzpegels, also des maximal darzustellenden Signalpegels, vom Benutzer an die jeweilige Meßanwendung anzupassen ist. In Abhängigkeit davon wiederum ist die HF-Dämpfung a_{HF} sowie die ZF-Verstärkung g_{ZF} einzustellen.

Um eine Übersteuerung oder sogar Zerstörung des ersten Mixers sowie der folgenden Verarbeitungsstufen zu vermeiden, müssen Eingangssignale mit hohem Pegel durch die Eichleitung des Analysators entsprechend abgeschwächt werden (siehe Bild 4-30). Die bei gegebenem Referenzpegel erforderliche Dämpfung ist von der Aussteuerfestigkeit des ersten Mixers sowie der nachfolgenden Stufen abhängig. Der Pegel am Eingang des ersten Mixers (der sogenannte Mischerpegel) sollte deutlich unter dem 1-dB-Kompressionspunkt liegen. Durch Nichtlinearitäten entstehen im Spektrumanalysator Produkte, deren Pegel mit zunehmendem Mischerpegel überproportional wachsen. Bei zu hohem Mischerpegel können sie im dargestellten Spektrum störend in Erscheinung treten, wodurch der sogenannte intermodulationsfreie Bereich reduziert wird.

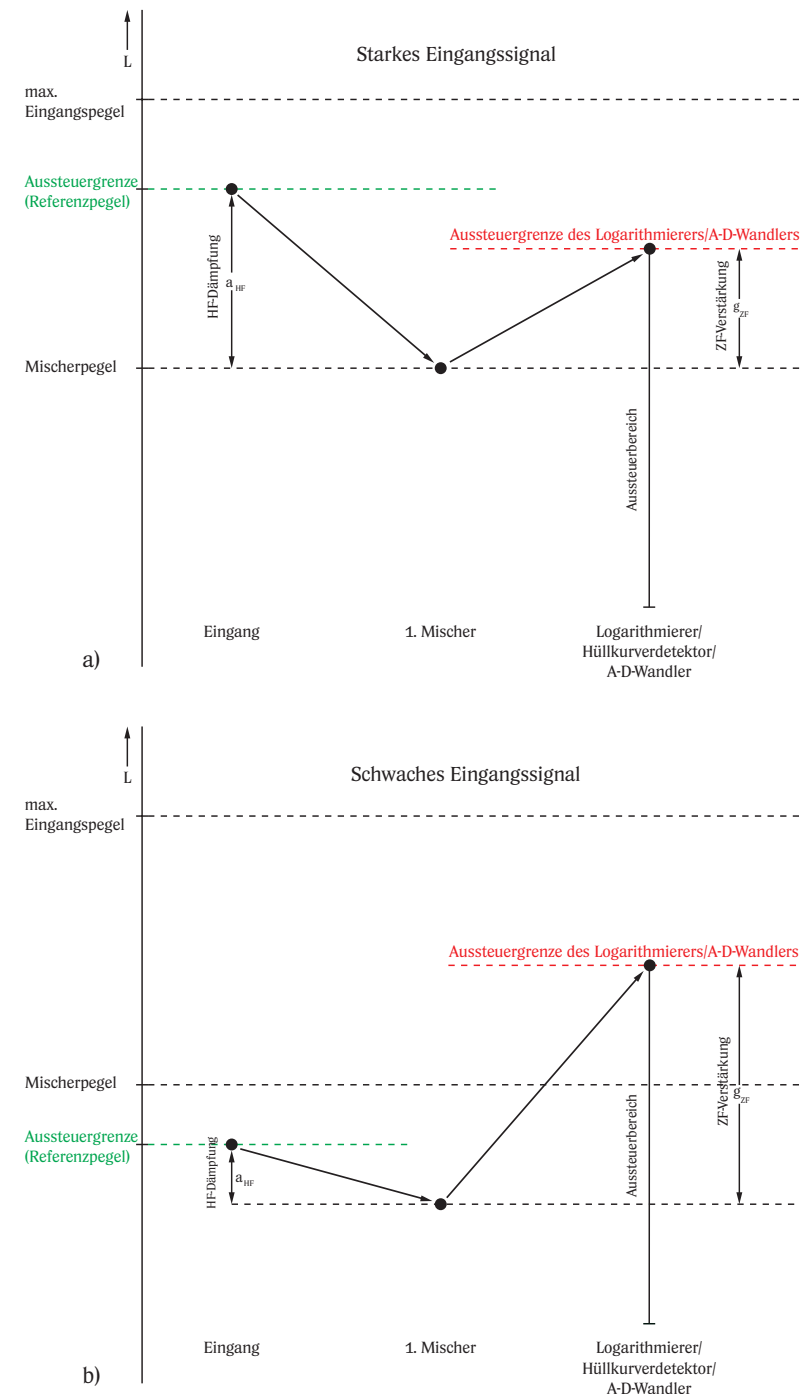
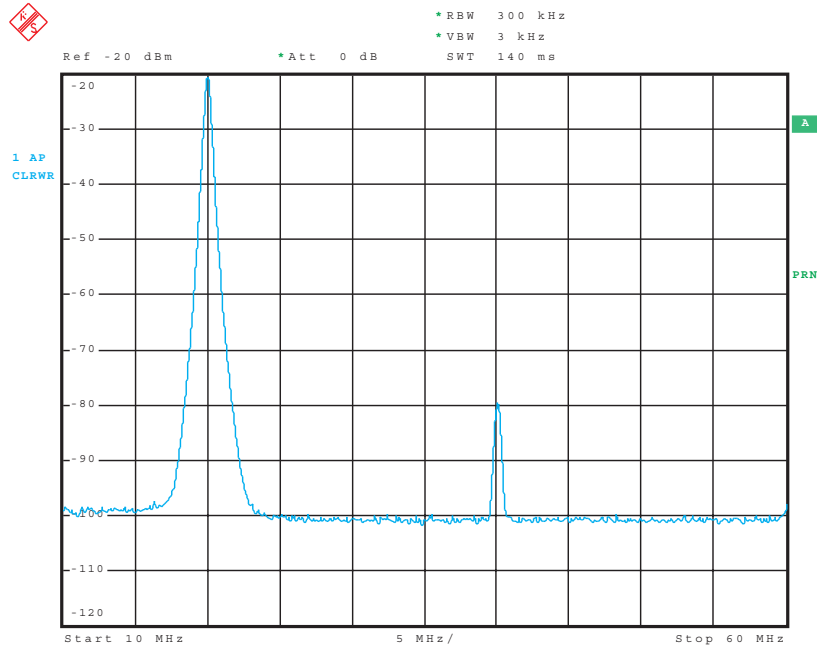
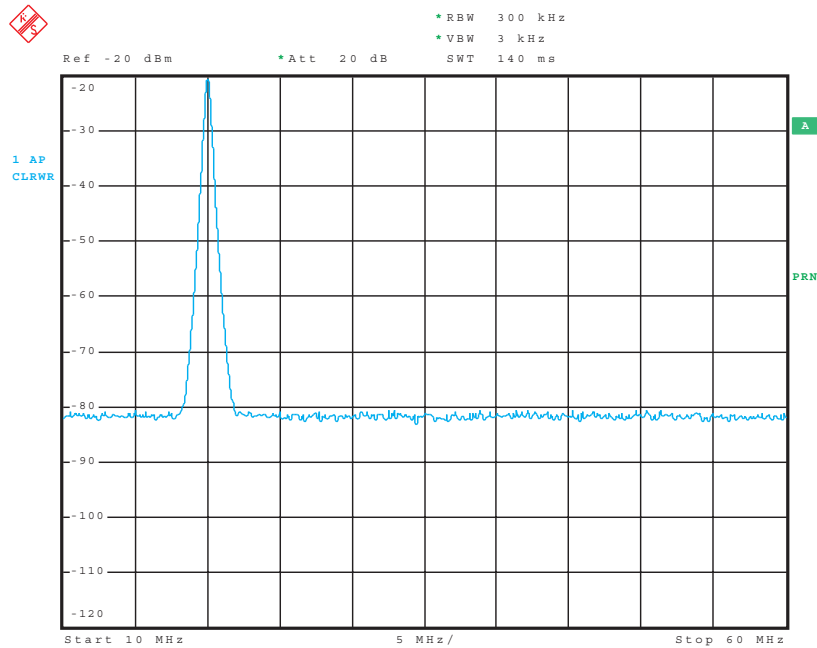


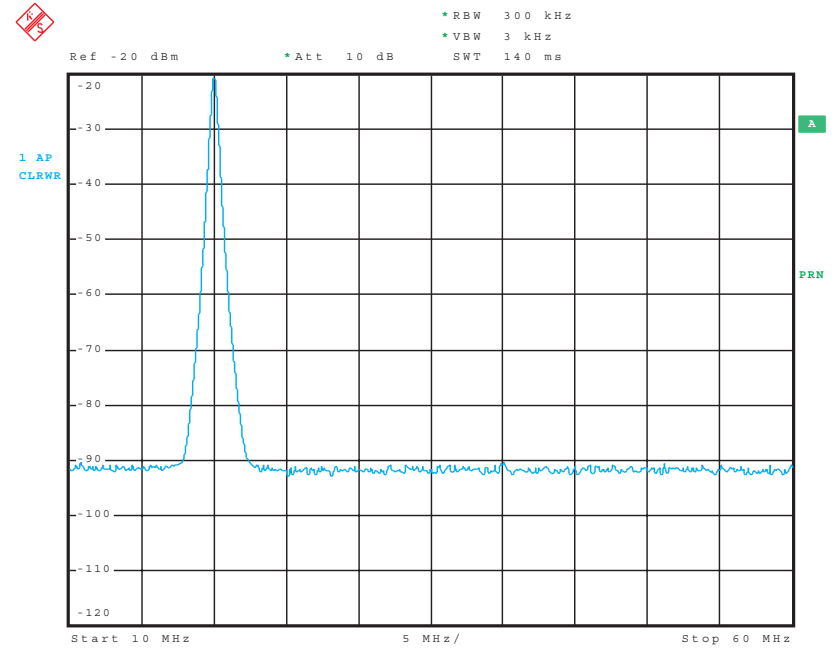
Bild 4-30 Anpassung von HF-Dämpfung und ZF-Verstärkung an den maximal darzustellenden Signalpegel (Max. Signalpegel = Referenzpegel)



a)



b)



c)

Bild 4-31 Eintont-Aussteuerung: Verminderung des Dynamikbereichs durch zu hohen (a) bzw. zu niedrigen (b) Mischerpegel. Im Vergleich dazu der erreichbare Dynamikbereich bei optimalem Mischerpegel (c)

Bei zu hoher HF-Dämpfung, also zu geringem Mischerpegel, wird hingegen der Signal-Rausch-Abstand des Eingangssignals unnötig stark verringert. Wie in Bild 4-32 dargestellt reduziert die höhere Rauschanzeige dann die erzielbare Dynamik. In Bild 4-31 ist die Auswirkung des Mischerpegels bei Eintont-Aussteuerung dargestellt (siehe auch Kapitel 5.2, Nichtlinearitäten).

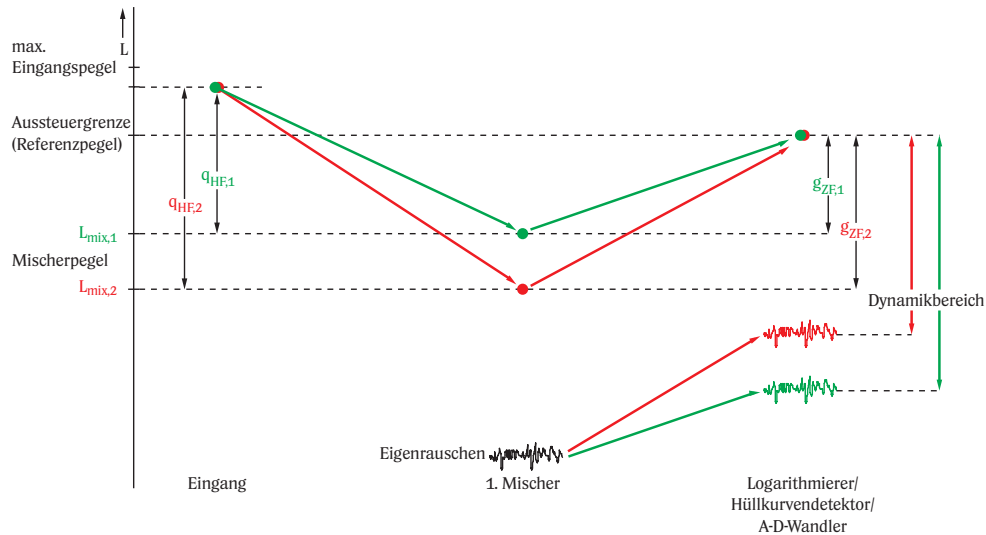


Bild 4-32 Begrenzung des Dynamikbereichs durch Eigenrauschen in Abhängigkeit vom Mischerpegel

Um den gesamten Dynamikbereich des Logarithmierers bzw. Hüllkurvendetektors (bei analogen ZF-Filtern) oder des A-D-Wandlers (bei digitalen ZF-Filtern) nutzen zu können, wird der Signalpegel mit Hilfe des ZF-Verstärkers in der letzten ZF-Ebene entsprechend angepasst. Die Verstärkung ist so zu wählen, daß Signale, die den Referenzpegel erreichen, zur Vollaussteuerung des Logarithmierers, Hüllkurvendetektors (bei linearer Pegeldarstellung) bzw. A-D-Wandlers (bei digitalen ZF-Filtern) führen. Die ZF-Verstärkung wird daher indirekt über den Referenzpegel eingestellt, wobei eine Abhängigkeit von der gewählten Eichleitungseinstellung besteht. Bei gleichem Referenzpegel ist die ZF-Verstärkung mit zunehmender HF-Dämpfung, also abnehmendem Mischerpegel, zu erhöhen (vgl. $g_{ZF,1}$ und $g_{ZF,2}$ in Bild 4-32).

Überschreitet der Pegel eines darzustellenden Eingangssignals den Referenzpegel, so kann dies zur Übersteuerung führen. Die ZF-Verstärkung muß dann durch Erhöhen des Referenzpegels verringert werden.

Kopplung von Referenzpegel und HF-Dämpfung

In modernen Spektrumanalysatoren kann die HF-Dämpfung an die Referenzpegel-einstellung gekoppelt werden. Kopplungskriterium ist der maximale Mischerpegel, der durch ein Eingangssignal, dessen Pegel dem Referenzpegel entspricht, erreicht wird. Der bei Vollaussteuerung erreichte

Mischerpegel ergibt sich daher aus der Differenz zwischen Referenzpegel und HF-Dämpfung. Es gilt:

$$L_{mix} = L_{in,max} - a_{HF} = L_{Ref} - a_{HF} \tag{Gl. 4-18}$$

mit	L_{mix}	Pegel am Eingang des ersten Mischers bei Vollaussteuerung, in dBm
	$L_{in,max}$	Eingangspiegel, der zur Vollaussteuerung führt, in dBm
	L_{Ref}	Referenzpegel, in dBm
	a_{HF}	über Eichleitung eingestellte HF-Dämpfung (RF Att), in dB

Wie gezeigt wurde, ist bei der Wahl des Mischerpegels ein Kompromiß zwischen niedriger Rauschanzeige und niedrigen Verzerrungsproduktion zu suchen. Um den Mischerpegel für bestimmte Anwendungen zu optimieren, bieten manche Analysatoren daher dem Benutzer die Möglichkeit, den bei Vorgabe des Referenzpegels einzustellenden Mischerpegel frei zu wählen. Oft stehen bereits vordefinierte Kopplungsgrade zur Verfügung:

• **Niedrige Rauschanzeige** (Low Noise)

Je niedriger die HF-Dämpfung, desto weniger wird der Signal-Rausch-Abstand vor dem ersten Mischer verringert. Für eine niedrige Rauschanzeige ist daher ein hoher Mischerpegel notwendig (vgl. auch Kapitel 5.1, Eigenrauschen).

• **Niedrige Verzerrungsprodukte** (Low Distortion)

Die in einem Spektrumanalysator aufgrund seiner Nichtlinearitäten entstehenden Verzerrungsprodukte sind um so niedriger, je niedriger der Mischerpegel ist. Die HF-Dämpfung ist in diesem Modus daher höher (vgl. auch Kapitel 5.2, Nichtlinearitäten).

Als Beispiel sind in Tabelle 4-2 typische Einstellungen von HF-Dämpfung und ZF-Verstärkung bei vorgegebenem Referenzpegel für die verschiedenen Modi dargestellt. Man erkennt, daß in diesem Beispiel auch bei sehr niedrigen Referenzpegeln immer eine HF-Dämpfung von mindestens 10 dB eingestellt wird. Der erste Mischer wird dadurch zum einen geschützt, zum anderen wird eine bessere Eingangsanpassung und damit eine höhere Pegelgenauigkeit bei Absolutpegelmessungen erreicht (siehe auch

Kapitel 5.10.1, Fehlerbeiträge). Die HF-Dämpfung kann in diesem Beispiel maximal auf 70 dB gestellt werden, die ZF-Verstärkung maximal auf 50 dB.

Mischer- pegel	-40 dBm (Low Distortion)		-30 dBm (normal)		-20 dBm (Low Noise)	
	HF-Däm- pfung	ZF-Ver- stärkung	HF-Däm- pfung	ZF-Ver- stärkung	HF-Däm- pfung	ZF-Ver- stärkung
+30 dBm	70 dB	30 dB	60 dB	20 dB	50 dB	10 dB
+20 dBm	60 dB	30 dB	50 dB	20 dB	40 dB	10 dB
+10 dBm	50 dB	30 dB	40 dB	20 dB	30 dB	10 dB
0 dBm	40 dB	30 dB	30 dB	20 dB	20 dB	10 dB
-10 dBm	30 dB	30 dB	20 dB	20 dB	10 dB	10 dB
-20 dBm	20 dB	30 dB	10 dB	20 dB	10 dB	20 dB
-30 dBm	10 dB	30 dB	10 dB	30 dB	10 dB	30 dB
-40 dBm	10 dB	40 dB	10 dB	40 dB	10 dB	40 dB
-50 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB
-60 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB
-70 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB
-80 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB
-90 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB
-100 dBm	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB	10 dB	50 dB

Tabelle 4-2 Beispiel für die Einstellung von HF-Dämpfung und ZF-Verstärkung bei vorgegebenem Referenzpegel (ZF-Verstärkung max. 50 dB, HF-Dämpfung max. 70 dB)

4.6.3 Aussteuerung

Bei Verwendung eines Spektrumanalysators ist stets darauf zu achten, daß dieser nicht durch Eingangssignale mit zu hohem Pegel übersteuert wird. Übersteuerung kann dabei an mehreren Stellen des Signalpfads auftreten. Um dies zu vermeiden, sind sowohl HF-Dämpfung als auch Referenzpegel (also ZF-Verstärkung) richtig einzustellen. Im folgenden werden die kritischen Komponenten sowie die zu beachtenden Punkte beschrieben.

Erster Mischer

Zur Abdeckung des unteren Frequenzbereichs (bei dem hier beschriebenen Analysator bis 3 GHz) wird in HF-Eingangsteilen üblicherweise das Prinzip der hohen ersten Zwischenfrequenz angewendet. Sofern der Spektrumanalysator über keine schmalbandige Vorselektion vor dem ersten Mischer verfügt, können Signale im gesamten Eingangsfrequenzbereich (hier bis 3 GHz) unabhängig vom darzustellenden Frequenzbereich an den ersten Mischer gelangen. Dieser kann daher auch durch Signale, die weit außerhalb des dargestellten Spans liegen, übersteuert werden. Die dadurch entstehenden Verzerrungsprodukte (z. B. Harmonische höherer Ordnung) können bei entsprechender Wahl des darzustellenden Frequenzbereichs durchaus im angezeigten Spektrum störend in Erscheinung treten (siehe Bild 4-33 und Bild 4-34).

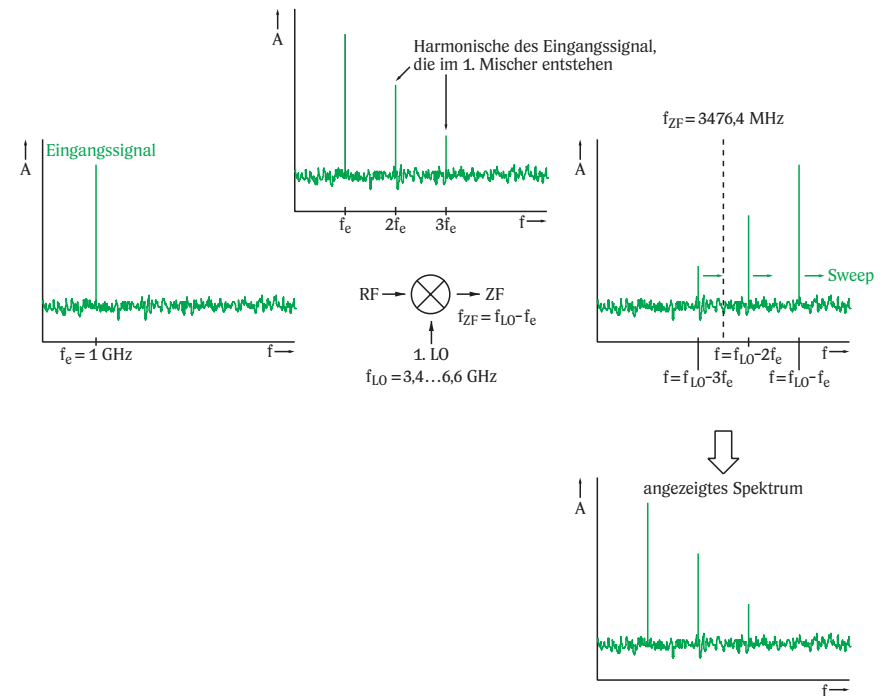
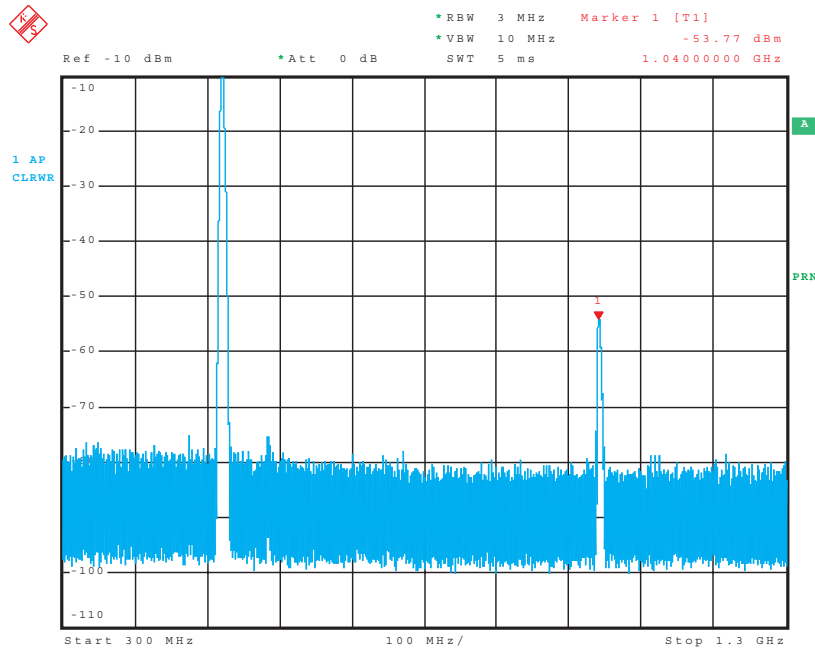
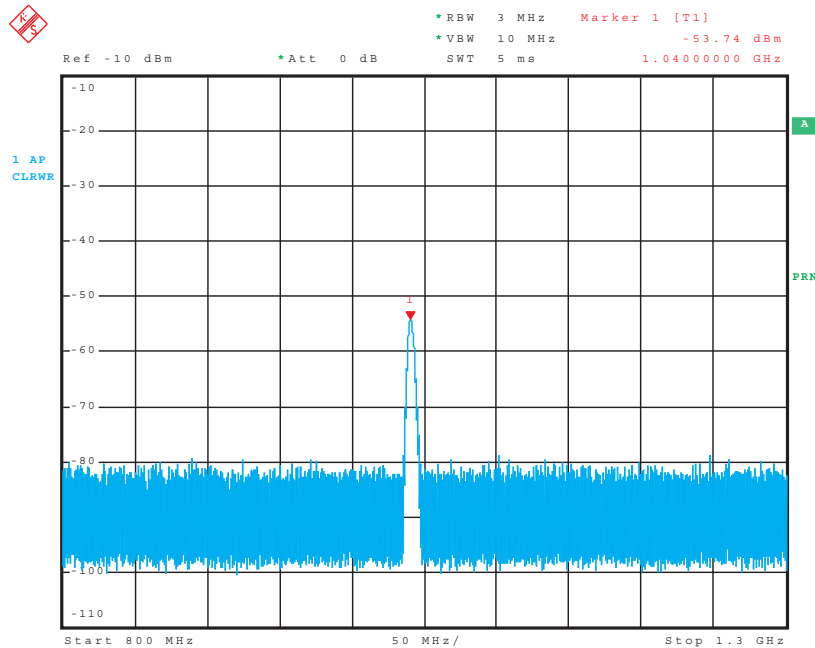


Bild 4-33 Abbildung von Harmonischen höherer Ordnung des Eingangssignals, die im ersten Mischer entstehen



a)



b)

Bild 4-34 Aussteuerung des Spektrumanalysators mit einem Sinussignal mit $f = 520$ MHz (a). Die im ersten Mischer entstehende zweite Harmonische mit $f = 1040$ MHz tritt auch dann in Erscheinung, wenn die Grundwelle des Signals nicht im dargestellten Spektrum enthalten ist (b).

Um Übersteuerung zu vermeiden, sollte der Mischerpegel, also der Gesamtsignalpegel am Ende des ersten Mixers, unterhalb von dessen 1-dB-Kompressionspunkt liegen. Dieser ist dem Datenblatt des jeweiligen Spektrumanalysators zu entnehmen (siehe auch Kapitel 5.4). Die Einstellung des Mischerpegels erfolgt, wie in Kapitel 4.6.2 gezeigt, mit Hilfe der Eichleitung. Einige moderne Spektrumanalysatoren verfügen über einen Overload-Detektor vor dem ersten Mischer, wodurch bei Übersteuerung entsprechende Warnungen z. B. über das Display ausgegeben werden können.

Verfügt das Eingangssignal des Spektrumanalysators über eine schmalbandige, mitlaufende Vorselektion, so ist die Gefahr der Übersteuerung des Analysators durch Signale außerhalb des darzustellenden Frequenzbereichs deutlich geringer. Bei dem in diesem Kapitel beschriebenen Analysator ist eine schmalbandige Vorselektion in Form eines mitlaufenden YIG-Filters im Signalpfad für den Frequenzbereich 3 bis 7 GHz enthalten. Wird in diesem Frequenzbereich ein kleiner Span dargestellt, so kann der erste Mischer lediglich durch Signale innerhalb oder nahe des dargestellten Frequenzbereichs übersteuert werden. Aufgrund der begrenzten Flankensteilheit des YIG-Filters müssen Eingangssignale außerhalb des dargestellten Frequenzbereichs einen gewissen Abstand zum interessierenden Bereich aufweisen, um durch das Filter ausreichend abgeschwächt zu werden und den ersten Mischer nicht zu übersteuern (siehe Bild 4-35).

Um EMV-Messungen, bei denen oftmals sehr viele spektrale Komponenten mit hohem Pegel gleichzeitig auftreten, mit einem Spektrumanalysator normgerecht durchführen zu können, lassen sich Analysatoren optional meist auch im unteren Eingangsfrequenzbereich um eine schmalbandige, mitlaufende Vorselektion erweitern.

ZF-Signalverarbeitung bis zum Auflösefilter

Dem ersten Mischer folgen weitere analoge Signalverarbeitungsstufen wie ZF-Verstärker und weitere Umsetzstufen. Diese Stufen können nur durch starke Signale innerhalb bzw. in der Nähe des dargestellten Frequenzbereichs übersteuert werden. Signale außerhalb des Darstellbereichs werden nach der ersten Umsetzung durch die folgenden ZF-Filter unterdrückt, sofern deren Frequenzabstand zum interessierenden Frequenzbereich ausreichend groß ist (siehe Bild 4-36). Das ZF-Filter in der 1. und 2. Zwischenfrequenzstufe ist meist sehr breit, der notwendige Frequenzabstand daher unter Umständen sehr groß (durchaus einige 100 MHz).

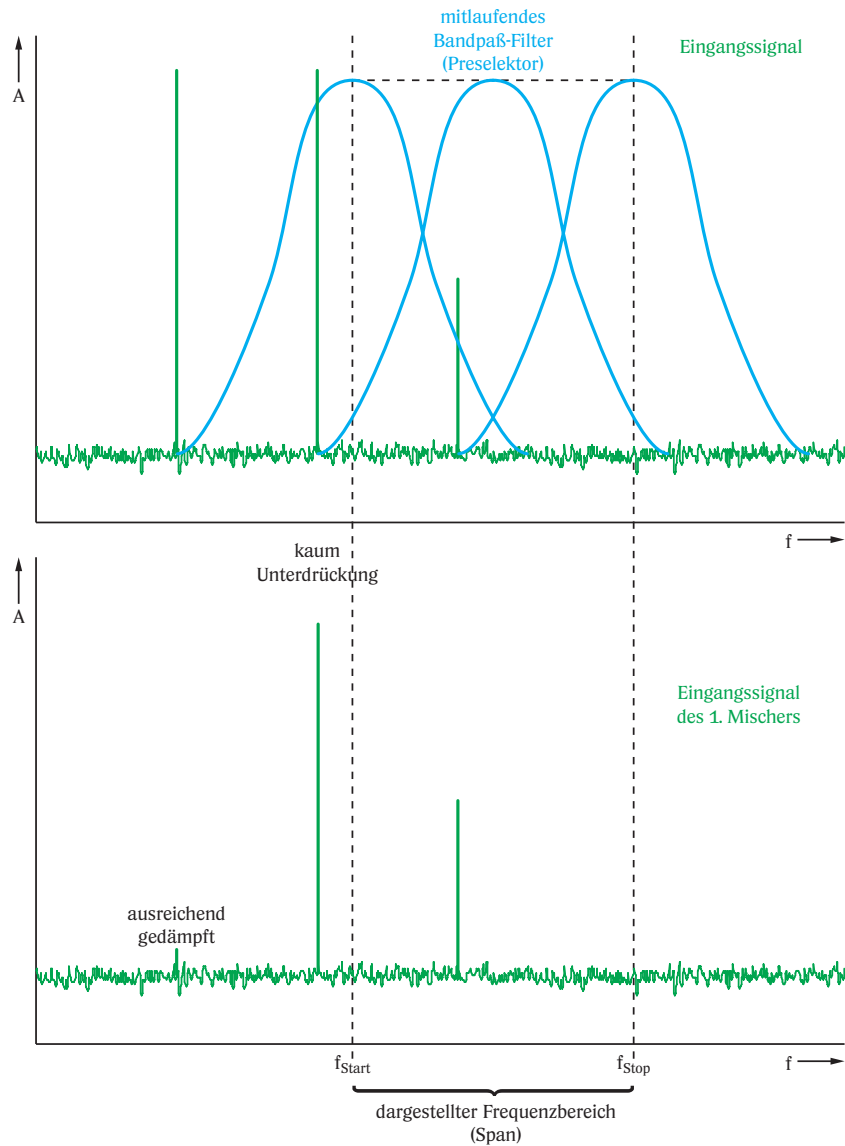


Bild 4-35 Dämpfung von Eingangssignalen außerhalb des dargestellten Frequenzbereichs durch ein mitlaufendes YIG-Filter

Anders als bei Übersteuerung des ersten Mixers treten Verzerrungsprodukte, die durch Übersteuerung von analogen Komponenten der ZF-Signalverarbeitung entstehen, im dargestellten Spektrum nicht in Erscheinung. Sie werden durch das ZF-Filter sowie das später folgende, schmale Auflösfilter unterdrückt (vgl. Bild 4-37).

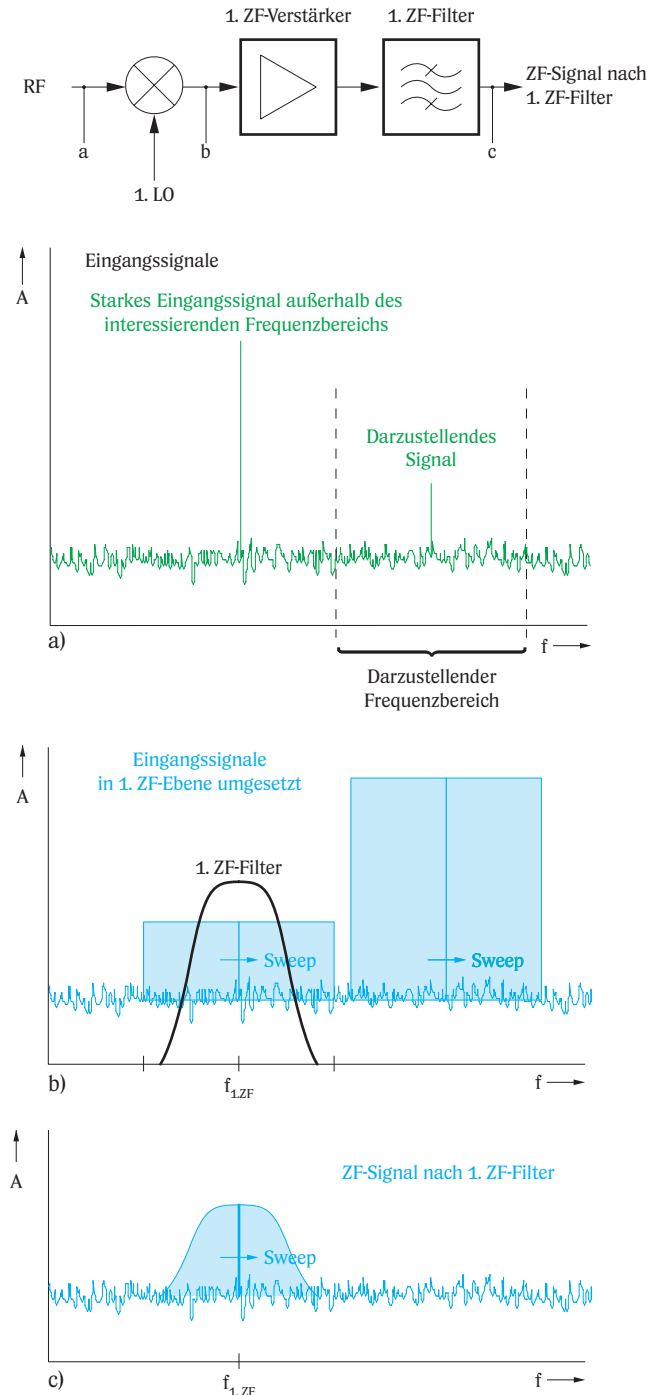


Bild 4-36 Dämpfung von Mischprodukten in der ersten ZF-Ebene durch das erste ZF-Filter

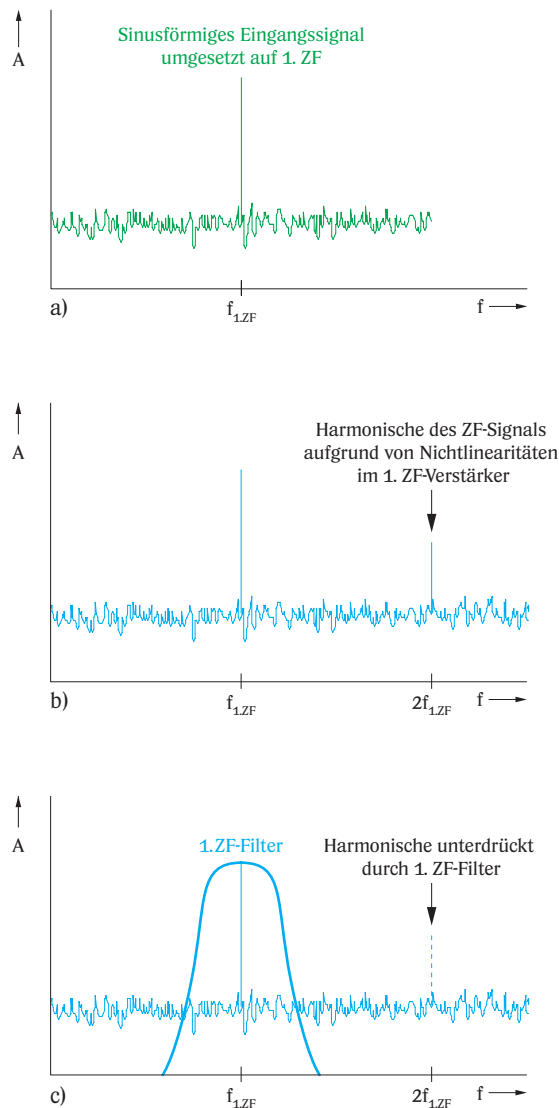
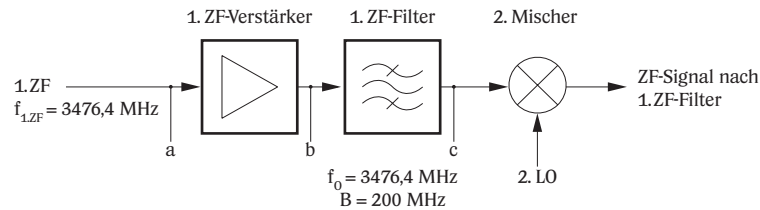


Bild 4-37 Unterdrückung von Verzerrungsprodukten, die in analogen Komponenten der ZF-Signalverarbeitung entstehen.

Der hier beschriebene Spektrumanalysator verfügt über Overload-Dektoren in der zweiten und dritten ZF-Ebene, mit denen eine mögliche Übersteuerung der analogen ZF-Verarbeitungsstufen angezeigt werden kann ((44) und (45)).

Einstellbarer ZF-Verstärker und nachfolgende Stufen

Wie bereits beschrieben, ist die ZF-Verstärkung vom eingestellten Referenzpegel abhängig.

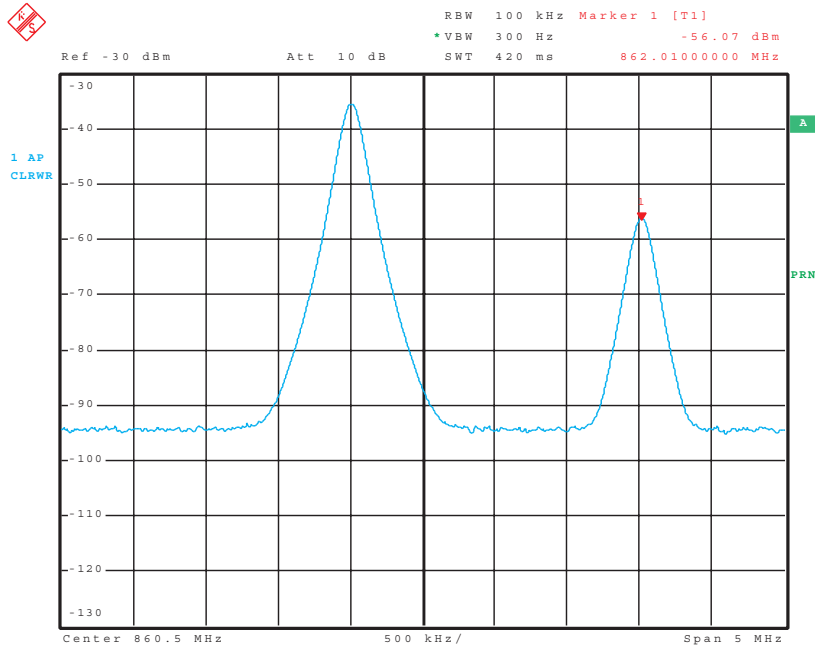
Überschreitet im dargestellten Frequenzbereich ein Signal den Referenzpegel, so werden der einstellbare ZF-Verstärker sowie die nachfolgenden Signalverarbeitungsstufen übersteuert. Das Verhalten ist dabei abhängig von den gewählten Einstellungen. Ausgehend von dem im Blockschaltbild auf der Ausklappseite dargestellten Spektrumanalysator sind folgende Fälle zu unterscheiden:

• Verwendung von analogen ZF-Filtern

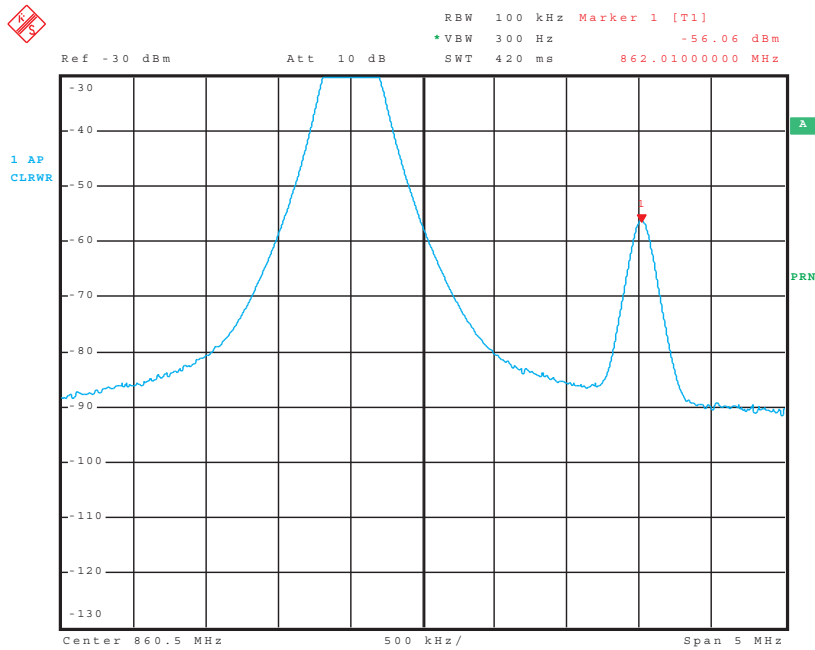
Das Überschreiten des Referenzpegels führt zur Übersteuerung des Logarithmierers (bei Darstellung im logarithmischen Pegelmaßstab) bzw. des Hüllkurvendektors (bei Darstellung im linearen Pegelmaßstab). Messungen an einem Eingangssignal, dessen Pegel den Referenzpegel überschreitet, sind nicht möglich. Pegelmessungen an schwachen Signalen in unmittelbarer Umgebung werden jedoch nicht durch die Übersteuerung beeinflusst (vgl. Bild 4-38). Wie im Blockschaltbild dargestellt, setzt sich das Auflösefilter aus mehreren Einzelkreisen zusammen. Durch die Filterkreise vor dem einstellbaren ZF-Verstärker werden starke Eingangssignale außerhalb des Durchlaßbereichs gedämpft. Es entstehen daher auch keine Verzerrungsprodukte, die im dargestellten Spektrum störend in Erscheinung treten könnten.

• Verwendung von digitalen ZF-Filtern oder FFT-Filtern

Bei Verwendung von digitalen ZF-Filtern oder FFT-Filtern wird das ZF-Signal mit Hilfe eines A-D-Wandlers abgetastet. Überschreitet im dargestellten Spektrum der Pegel eines Signals den Referenzpegel, so kann der A-D-Wandler übersteuert werden. Anders als bei analogen Filtern entstehen dadurch Mischprodukte, die im dargestellten Spektrum sichtbar werden (vgl. Bild 4-39).

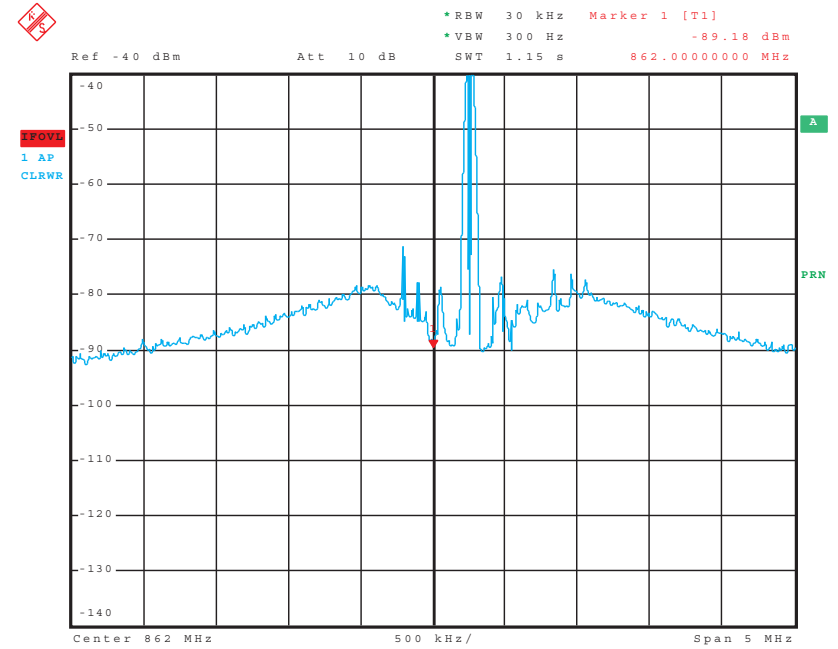


a)

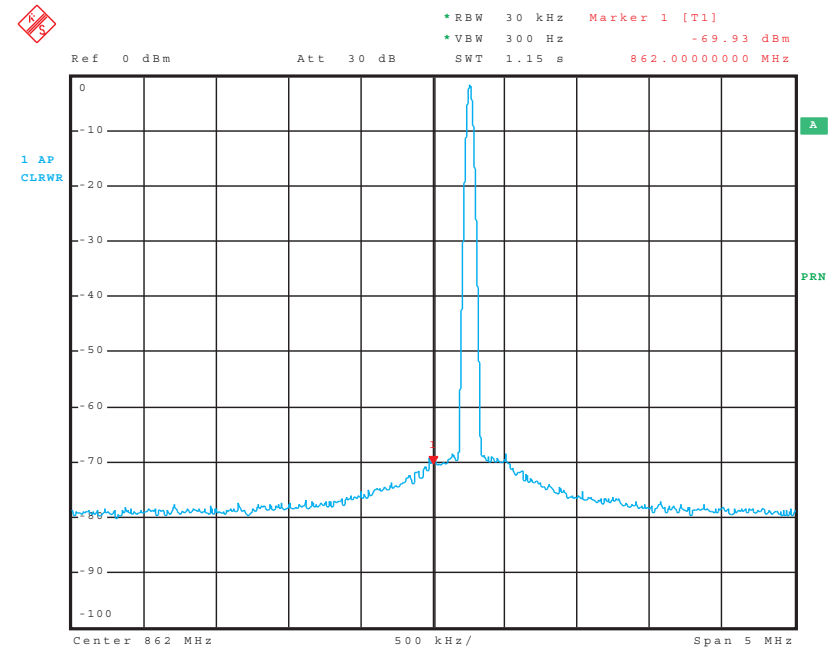


b)

Bild 4-38 Pegelmessung an einem schwachen Eingangssignal in Gegenwart eines sehr starken Signals, bei normaler Aussteuerung (a) und bei Übersteuerung des einstellbaren ZF-Verstärkers (b). Die Übersteuerung hat keinen Einfluß auf das Meßergebnis.



a)



b)

Bild 4-39 Mischprodukte aufgrund von Übersteuerung des A-D-Wandlers bei Verwendung von digitalen ZF-Filtern oder FFT-Filtern (a); Anzeige bei korrekter Aussteuerung (b)

5 LEISTUNGSMERKMALE VON SPEKTRUMANALYSATOREN

5.1 Eigenrauschen

Unter dem Eigenrauschen versteht man den Rauschbeitrag eines Empfängers, so auch eines Spektrumanalysators. Durch diesen Rauschbeitrag wird der ursprüngliche Signal-Rausch-Abstand eines Eingangssignals verringert. Das Eigenrauschen ist daher ein Maß für die Empfindlichkeit des Spektrumanalysators. Es lassen sich damit Aussagen über den minimalen Pegel treffen, den Eingangssignale aufweisen müssen, um noch detektiert werden zu können.

Das Eigenrauschen von Empfängern kann auf verschiedene Weise angegeben werden, üblich ist unter anderem die Angabe der Rauschzahl bzw. des Rauschmaßes.

Die dimensionslose Rauschzahl F (Noise Factor) eines Zweitors ist das Verhältnis zwischen dem Signal-Rausch-Abstand am Eingang des Zweitors zum Signal-Rausch-Abstand an seinem Ausgang. Es gilt

$$F = \frac{S_1/N_1}{S_2/N_2} \tag{Gl. 5-1}$$

mit S_1/N_1 Signal-Rausch-Abstand am Eingang des Zweitors
 S_2/N_2 Signal-Rausch-Abstand am Ausgang des Zweitors

Das Rauschmaß NF (Noise Figure) kann daraus mit

$$NF = 10 \cdot \lg F \tag{Gl. 5-2}$$

berechnet werden. Es wird in dB angegeben.

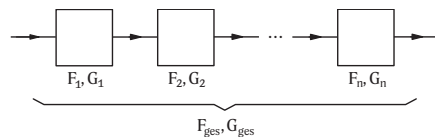


Bild 5-1 Kaskade mehrerer rauschender Zweitore

Für die Gesamt rauschzahl F_{ges} einer Kaskade aus mehreren Zweitoren gilt

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i} \tag{Gl. 5-3}$$

mit F_i Rauschzahl eines Einzelblocks
 G_i Verstärkung eines Einzelblocks

Für passive, verlustbehaftete Zweitore wie z. B. Kabel oder Dämpfungsglieder gilt

$$F = 10^{\frac{a}{10}} \text{ bzw. } NF = a \tag{Gl. 5-4}$$

mit F bzw. NF Rauschzahl bzw. Rauschmaß des Zweitors
 a Dämpfung des Zweitors, in dB

Betrachtet man Gl. 5-3, so erkennt man, daß die Rauschzahl des ersten Blocks in voller Höhe in die Gesamt rauschzahl einer Kettenschaltung eingeht. Am Eingang eines Spektrumanalysators befindet sich die Eichleitung - ein passiver Block, dessen Rauschzahl sich mit Gl. 5-4 berechnen läßt.

Die Gesamt rauschzahl des Analysators ist daher von der Einstellung der Eichleitung abhängig. Eine Erhöhung der Dämpfung um 10 dB bewirkt beispielsweise ein um 10 dB höheres Gesamt rauschmaß. Maximale Empfindlichkeit wird daher bei einer Eichleitungseinstellung von 0 dB erreicht (siehe auch Bild 5-2).

Die Empfindlichkeit von Spektrumanalysatoren wird üblicherweise durch die mittlere Rauschanzeige (Displayed Average Noise Level, DANL) angegeben, eine Größe, die direkt aus der Anzeige des Spektrumanalysators abgelesen werden kann:

Bei dem in einem Empfänger erzeugten Rauschen handelt es sich um thermisches Rauschen, d.h. es enthält keine diskreten Komponenten. Die Wahrscheinlichkeit, mit der eine Rauschspannung in einem bestimmten Spannungsbereich auftritt, kann aus der GAUSSSchen Normalverteilung abgeleitet werden, man spricht daher auch von GAUSSSchem Rauschen.

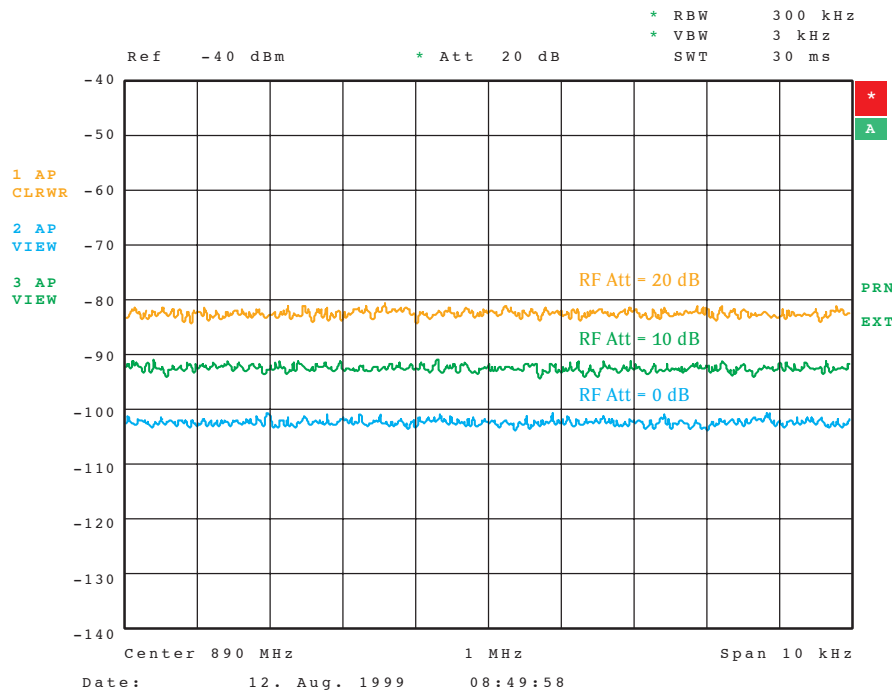


Bild 5-2 Mittlere Rauschanzeige eines Spektrumanalysators in Abhängigkeit von der HF-Dämpfung (RF Att)

Das angezeigte Rauschen entspricht der am Hüllkurvendetektor aufgenommenen Rauschspannung. Die entsprechende Rauschleistung kann durch Integration der Rauschleistungsdichte über die Rauschbandbreite des Empfängers, also der Rauschbandbreite aller Stufen vor dem Detektor, berechnet werden. Bei Spektrumanalysatoren wird diese Bandbreite durch die Rauschbandbreite des ZF-Filters bestimmt.

Dementsprechend ist auch die Rauschanzeige von der eingestellten Auflösebandbreite abhängig.

Da die spektrale Leistungsdichte des thermischen Rauschens innerhalb dieser Rauschbandbreite konstant ist, kann mit der Kenntnis des Rauschmaßes des Analysators und der Rauschbandbreite des eingestellten ZF-Filters die mittlere Rauschanzeige wie folgt berechnet werden:

$$L_{DAN} = 10 \cdot \lg \left(\frac{k \cdot T \cdot B_{R,ZF}}{1 \cdot 10^{-3} \text{ W}} \right) + NF_{SA} - 2,5 \text{ dB} \quad (Gl. 5-5)$$

- mit
- L_{DAN} mittlere Rauschanzeige, in dBm
 - k Boltzmann-Konstante, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W/Hz}$
 - T Umgebungstemperatur, in K
 - $B_{R,ZF}$ Rauschbandbreite des ZF-Filters
 - NF_{SA} Rauschmaß des Spektrumanalysators, in dB
 - 2,5 dB Unterbewertung des Rauschens durch Sample-Detektor und Mittelung logarithmischer Pegelmeßwerte

Für eine Umgebungstemperatur von 290 K gilt

$$L_{DAN} = -174 \text{ dBm (1 Hz)} + \left(10 \cdot \lg \frac{B_{R,ZF}}{\text{Hz}} \right) \text{ dB} + NF_{SA} - 2,5 \text{ dB} \quad (Gl. 5-6)$$

Der Wert -174 dBm (1 Hz) entspricht der verfügbaren thermischen Rauschleistung eines ohmschen Widerstands innerhalb einer Bandbreite von 1 Hz bei einer Umgebungstemperatur von 290 K. Es handelt sich dabei um das Grundrauschen, d.h. um die absolute untere Grenze bei der gegebenen Temperatur.

Der bei Rauschmessungen mit Spektrumanalysatoren üblicherweise verwendete Sample-Detektor (siehe Kapitel 4.4, Detektoren) ermittelt den arithmetischen Mittelwert des Rauschens. Dieser liegt bei GAUSSSchem Rauschen um 1,05 dB unter dem RMS-Wert, also der tatsächlichen Rauschleistung. Aufgrund der Mittelung der Meßwerte im logarithmischen Maßstab (z.B. durch Mittelung über mehrere Meßkurven) wird das angezeigte Rauschen um weitere 1,45 dB gesenkt. Bei der Berechnung der gemittelten Rauschanzeige gemäß Gl. 5-6 wird dies durch Subtraktion von 2,5 dB berücksichtigt. Diese Korrektur ist jedoch nur für GAUSSSches Rauschen zulässig, wovon man in diesem Fall ausgehen kann.

Aus Gl. 5-5 läßt sich für die Veränderung der Rauschanzeige durch Verändern der ZF-Bandbreite von B_{ZF1} auf B_{ZF2} folgender Zusammenhang ableiten:

$$\Delta L_{DAN} = 10 \cdot \lg \frac{B_{R,ZF2}}{B_{R,ZF1}} \quad (Gl. 5-7)$$

mit $B_{R,ZF,1}$, $B_{R,ZF,2}$ Rauschbandbreite des ZF-Filters vor bzw. nach Einstellungsänderung, in Hz
 ΔL_{DAN} Änderung der Rauschanzeige durch Verändern der ZF-Bandbreite, in dB

Ist bei beiden ZF-Filtern der Zusammenhang zwischen 3-dB- und Rauschbandbreite gleich, so kann der Unterschied in der Rauschanzeige auch aus den 3-dB-Bandbreiten berechnet werden. Es gilt dann

$$\Delta L_{DAN} = 10 \cdot \lg \frac{B_{ZF,2}}{B_{ZF,1}} \quad (Gl. 5-8)$$

mit $B_{ZF,1}$, $B_{ZF,2}$ 3-dB-Bandbreite des ZF-Filters vor bzw. nach Einstellungsänderung, in Hz

In Bild 5-3 ist die Auswirkung verschiedener ZF-Bandbreiten auf die Rauschanzeige dargestellt. Bedingt durch die unterschiedliche praktische Realisierung der ZF-Filter eines Spektrumanalysators kann das Rauschmaß des Analysators auch von der gewählten Auflösungsbandbreite abhängig sein. Die tatsächliche Veränderung der mittleren Rauschanzeige kann daher von der nach Gl. 5-8 zu erwartenden abweichen.

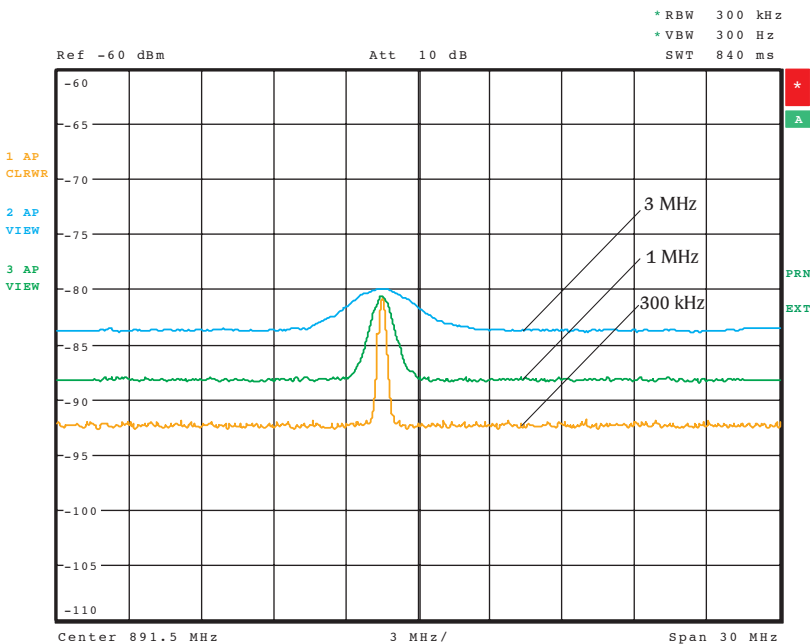


Bild 5-3 Mittlere Rauschanzeige bei verschiedenen Auflösungsbandbreiten

Aus der mittleren Rauschanzeige läßt sich auch die Grenzsensitivität des Analysators ermitteln. Man versteht darunter den Mindestpegel, den ein Eingangssignal aufweisen muß, um bei der Anzeige am Analysator eine Rauschüberhöhung von 3 dB hervorzurufen (minimum detectable signal). Da am Spektrumanalysator immer die Summe aus Eingangssignal und Rauschen ($S + N$) angezeigt wird, wird dies bei einem Eingangssignal erreicht, der dem effektiven Rauschleistungspegel des internen thermischen Rauschens entspricht (also $S = N$). Für den Signal-Rausch-Abstand gilt in diesem Fall

$$\frac{S + N}{N} = 2 \quad \text{bzw.} \quad 10 \cdot \lg \left(\frac{S + N}{N} \right) = 3 \text{ dB.} \quad (Gl. 5-9)$$

N entspricht dabei dem angezeigten Rauschleistungspegel bei Verwendung eines RMS-Detektors.

Eigenrauschen	
(0 dB HF-Dämpfung, RBW 10 Hz, VBW 1 Hz, 20 Mittelungen, Trace Average, Span 0 Hz, 50-Ω-Abschluß)	
Frequenz	
9 kHz	<-95 dBm
100 kHz	<-100 dBm
1 MHz	<-120 dBm, typ. -125 dBm
10 MHz ... 7 GHz	<-138 dBm, typ. -143 dBm

Bild 5-4 Typische Angaben zur Rauschanzeige eines Spektrumanalysators (Auszug aus einem Datenblatt)

Datenblattangaben zur mittleren Rauschanzeige erfordern stets auch die Angabe von Auflösungsbandbreite und Eichleistungseinstellung. Übliche Einstellungen sind 0 dB HF-Dämpfung und die kleinste verfügbare Auflösungsbandbreite, z.B. 10 Hz oder 1 kHz.

Für eine stabile Rauschanzeige ist eine ausreichende Mittelung notwendig, die durch eine schmale Videobandbreite (in obigem Datenblattauszug 1 Hz) und Mittelung über mehrere Meßkurven (Trace Average) erreicht wird. Im Beispiel erfolgt eine Mittelung über 20 Meßkurven.

Maximale Empfindlichkeit

Die maximale Empfindlichkeit wird bei Spektrumanalysatoren mit einer Eichleitungseinstellung von 0 dB erreicht. Wichtig ist dabei, daß der erste Mischer des Analysators nicht durch ein Signal mit hohem Pegel – auch außerhalb des dargestellten Frequenzbereichs – übersteuert wird.

Um die Rauschanzeige weiter zu senken, kann auch die Auflösungsbreite verringert werden, wobei ein Kompromiß zwischen ausreichend niedriger Rauschanzeige und hinreichend hoher Meßgeschwindigkeit gefunden werden muß. Bei der Darstellung von Eingangssignalen mit sehr geringem Signal-Rausch-Abstand ist es hilfreich, neben der Auflösungsbreite auch die Videobandbreite zu reduzieren bzw. bei Verwendung des RMS-Detektors die Sweep-Zeit zu erhöhen. Die Meßkurve wird dadurch geglättet, also von Rauschen befreit, wodurch das Eingangssignal deutlicher in Erscheinung tritt. Pegelmeßwerte werden dann wesentlich stabiler, eine Grundvoraussetzung für genaue, reproduzierbare Ergebnisse. Ist die Empfindlichkeit des Spektrumanalysators dennoch nicht ausreichend, so kann sie mit Hilfe eines (externen) Vorverstärkers deutlich gesteigert werden. Die Gesamtrauschzahl der Anordnung aus Vorverstärker und Spektrumanalysator läßt sich mit Gl. 5-3 berechnen. F_1 und G_1 entsprechen dabei der Rauschzahl bzw. der Verstärkung des Vorverstärkers, F_2 der Rauschzahl des Spektrumanalysators.

Für Pegelmessungen ist die Kenntnis der meist frequenzabhängigen Verstärkung des Vorverstärkers wichtig. Sie ist von den Pegelmeßwerten wieder zu subtrahieren. Viele Spektrumanalysatoren bieten hierzu die Möglichkeit, die Verstärkung mit Hilfe von Transduktor-Tabellen (Transducer-Tabellen) frequenzabhängig zu berücksichtigen. Aufgenommene Spektren können damit automatisch pegelrichtig dargestellt werden.

Durch die Verwendung von Vorverstärkern wird die Aussteuerfestigkeit sowie die Großsignalfestigkeit verringert (siehe auch Kapitel 5.2, Nichtlinearitäten). Da das Rauschmaß von Vorverstärkern immer größer als 0 dB ist, ist der resultierende Dynamikbereich immer niedriger als der des Spektrumanalysators ohne Vorverstärker.

Eine hohe Empfindlichkeit des Spektrumanalysators ist insbesondere für Anwendungen wichtig, für die die Auflösungsbreite durch Normen vorgegeben ist und somit eine Verringerung der Rauschanzeige durch Verringern der Auflösungsbreite nicht zulässig ist. Die Empfindlichkeit ist aber auch für hohe Meßgeschwindigkeiten von Bedeutung:

Um eine ausreichend niedrige Rauschanzeige zu erreichen, ist bei einer geringeren Empfindlichkeit ein schmaleres ZF-Filter notwendig, wodurch die Sweep-Zeit deutlich erhöht wird. Spektrumanalysatoren mit niedrigem Rauschmaß erlauben die Verwendung größerer Auflösungsbreiten und ermöglichen somit kürzere Sweep-Zeiten (vergleiche Kapitel 4.6, Wesentliche Abhängigkeiten).

5.2 Nichtlinearitäten

Ein ideales lineares Zweitor überträgt Signale vom Eingang zum Ausgang, ohne sie zu verzerren. Die Spannungsübertragungsfunktion eines solchen Zweitors ist

$$u_a(t) = G_U \cdot u_e(t) \quad (Gl. 5-10)$$

mit $u_a(t)$ Spannung am Ausgang des Zweitors
 $u_e(t)$ Spannung am Eingang des Zweitors
 G_U Spannungsverstärkung des Zweitors

Solche idealen Zweitore lassen sich in der Praxis nur mit passiven Bauelementen realisieren. So können z. B. resistive Dämpfungsglieder als ideal angenommen werden.

Hingegen weisen Zweitore, die Halbleiterbauelemente enthalten, also z. B. Verstärker oder Mischer, Nichtlinearitäten auf. Die Übertragungsfunktion läßt sich in diesem Fall durch eine Potenzreihe annähern. Es gilt:

$$u_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot u_e^n(t) = a_1 \cdot u_e(t) + a_2 \cdot u_e^2(t) + a_3 \cdot u_e^3(t) + \dots \quad (Gl. 5-11)$$

mit $u_a(t)$ Spannung am Ausgang des Zweitors
 $u_e(t)$ Spannung am Eingang des Zweitors
 a_n Koeffizient des jeweiligen nichtlinearen Elements der Spannungsverstärkung

In den meisten Fällen genügt die Betrachtung des quadratischen sowie kubischen Glieds, so daß die Potenzreihe nach Gl. 5-11 nur bis $n = 3$ entwickelt werden muß.

Bei vielen Komponenten, so z. B. Mischern oder Pegeldetektoren, ist das nichtlineare Verhalten sogar erwünscht. Spektrumanalysatoren hingegen sollen Eingangssignale verzerrungsfrei darstellen. Die Linearität ist daher ein wichtiges Kriterium zur Beurteilung eines Spektrumanalysators.

Die Auswirkungen von Nichtlinearitäten eines Zweitors auf dessen Ausgangsspektrum hängen vom Eingangssignal ab:

Einton-Aussteuerung

Liegt am Eingang des Zweitors ein einzelnes sinusförmiges Signal $u_e(t)$ an mit

$$u_e(t) = \hat{U}_e \cdot \sin(2\pi f_{e,1} \cdot t) \quad (Gl. 5-12)$$

mit \hat{U}_e Spitzenwert von $u_e(t)$
 $f_{e,1}$ Frequenz von $u_e(t)$,

so spricht man von Einton-Aussteuerung. Durch Einsetzen von Gl. 5-12 in Gl. 5-11 läßt sich zeigen, daß durch die Nichtlinearitäten Harmonische des Eingangssignals mit den Frequenzen $f_{n,H} = n \cdot f_1$ entstehen (siehe Bild 5-5).

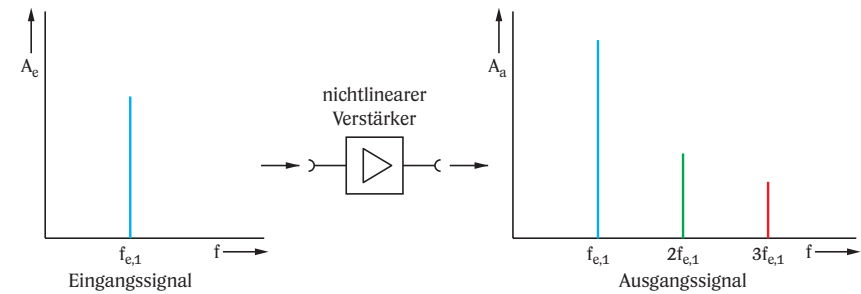


Bild 5-5 Spektrum vor und nach einem nichtlinearen Zweitor

Die Pegel dieser Harmonischen hängen von den Koeffizienten a_n in Gl. 5-11 ab. Es besteht aber auch eine Abhängigkeit von der Ordnung n der jeweiligen Harmonischen sowie vom Eingangspegel. Bei Erhöhen des Eingangspegels steigen die Pegel von Harmonischen überproportional mit ihrer Ordnung, d. h. eine Änderung des Eingangspegels um Δ dB führt zu einer Änderung des Harmonischenpegels um $n \cdot \Delta$ dB.

Datenblattangaben zu dieser Art von Signalverzerrung beschränken sich meist auf die 2. Harmonische, für die die Pegeldifferenz a_{k2} zur Grundwelle am Ausgang des Zweitors angegeben wird. Solche Angaben gelten nur für einen bestimmten Eingangspegel L_e , der stets mit anzugeben ist. Beim Vergleich von Spektrumanalysatoren ist daher immer darauf zu achten, daß sich die Angaben zu den verschiedenen Geräten auf den gleichen Mischerpegel beziehen.

Für Vergleiche wesentlich günstiger ist eine pegelunabhängige Angabe, die sich mit Hilfe des Intercept-Punktes k2 (IPk2, auch als Second Harmonic Intercept Point, SHI, bezeichnet) machen lässt. Der Intercept-Punkt k2 entspricht demjenigen fiktiven Eingangs- oder Ausgangspegel, bei dem am Ausgang des Zweitores die zweite Harmonische des Eingangssignals den gleichen Pegel wie die Grundwelle aufweist (siehe Bild 5-6).

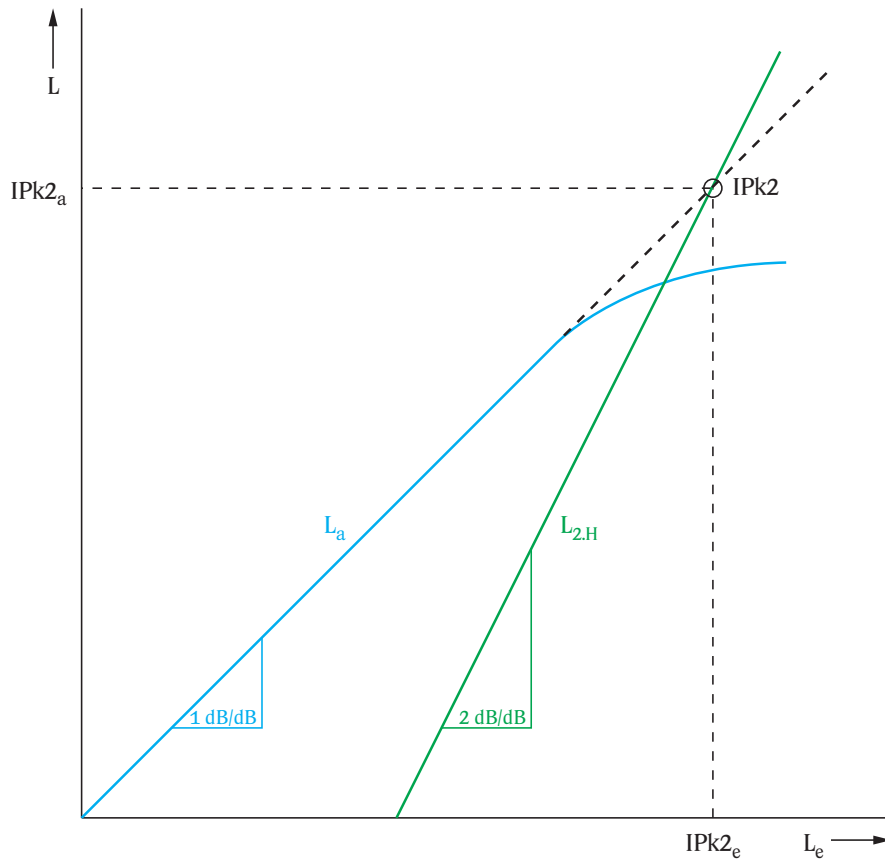


Bild 5-6 Intercept-Punkt k2

Dieser Punkt kann in der Praxis nie erreicht werden, da das Zweitor wie in Bild 5-6 dargestellt bereits bei niedrigeren Eingangspegeln komprimiert. Der Intercept-Punkt kann sowohl auf den Eingangs- als auch Ausgangspegel bezogen werden, man spricht daher vom Eingangs- bzw. Ausgangs-Intercept-Punkt (hier mit $IPk2_e$ bzw. $IPk2_a$ bezeichnet).

Da der Ausgangs-Intercept-Punkt von der Verstärkung des Zweitores abhängig ist, wird in Spezifikationen zu Spektrumanalysatoren immer der Eingangs-Intercept-Punkt (stets unter Angabe der eingestellten HF-Dämpfung, meist 0 dB) angegeben.

Bei gegebenem Eingangspegel L_e und Harmonischenabstand a_{k2} der zweiten Harmonischen lässt sich dieser wie folgt berechnen:

$$IPk2_e = a_{k2} + L_e \tag{Gl. 5-13}$$

Für den auf den Ausgang bezogenen $IPk2_a$ gilt

$$IPk2_a = IPk2_e + g \tag{Gl. 5-14}$$

mit g Leistungsverstärkung des Zweitores, in dB

Zweiton-Aussteuerung

Bei Zweiton-Aussteuerung wird am Eingang des Zweitores ein Signal $u_e(t)$ bestehend aus zwei sinusförmigen Signalen gleicher Amplitude angelegt. Für das Eingangssignal gilt:

$$u_e(t) = \hat{U}_e \cdot \sin(2\pi f_{e1} \cdot t) + \hat{U}_e \cdot \sin(2\pi f_{e2} \cdot t) \tag{Gl. 5-15}$$

mit \hat{U}_e Spitzenwert der beiden sinusförmigen Signale
 f_{e1}, f_{e2} Signalfrequenzen

Durch Einsetzen von Gl. 5-15 in die nichtlineare Übertragungsfunktion nach Gl. 5-11 erhält man u.a. die in Tabelle 5-1 aufgeführten Mischprodukte am Ausgang des Zweitores. Es wird dabei stets die Kreisfrequenz ω mit $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_{e1}$ und $\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_{e2}$ angegeben.

Gleichspannungsanteil	$a_2 \cdot 0,5(\hat{U}_{e,1}^2 + \hat{U}_{e,2}^2)$
Grundwellen (1. Harmonische)	$a_1 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \sin(\omega_1 t)$ $a_1 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \sin(\omega_2 t)$
2. Harmonische	$a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 t)$ $a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{e,2}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 t)$
Intermodulationsprodukte 2. Ordnung	$a_2 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ $a_2 \cdot \hat{U}_{e,1} \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t$
3. Harmonische	$a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{e,1}^3 \cdot \sin(3 \cdot \omega_1 t)$ $a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{e,2}^3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_2 t)$
Intermodulationsprodukte 3. Ordnung	$a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 + \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 + \omega_1)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 - \omega_2)t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{e,1}^2 \cdot \hat{U}_{e,2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 - \omega_1)t$

Tabelle 5-1 Mischprodukte bei Zweiton-Aussteuerung

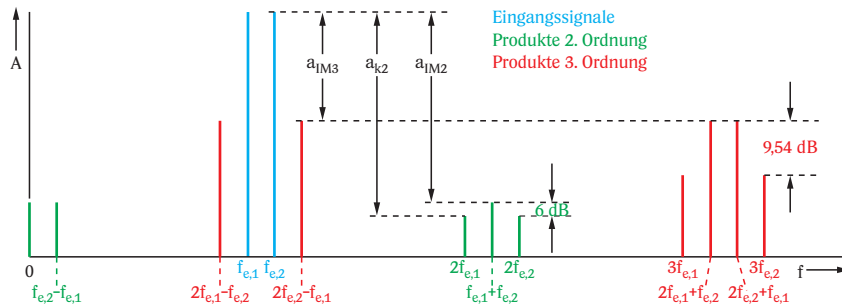


Bild 5-7 Ausgangsspektrum eines nichtlinearen Zweitors bei Zweiton-Aussteuerung (Betragsspektrum)

Neben Harmonischen entstehen nun zusätzlich Intermodulationsprodukte, auch Differenztöne genannt. Die Ordnung von Intermodulationsprodukten entspricht der Summe der Ordnungszahlen der beteiligten Komponenten. Für das Produkt bei $2 \cdot f_{e,1} + 1 \cdot f_{e,2}$ ergibt sich z.B. die Ordnung $2 + 1 = 3$. In Tabelle 5-1 sind nur Produkte bis zur 3. Ordnung berücksichtigt.

Während geradzahlige Intermodulationsprodukte (z.B. 2. Ordnung) im Frequenzbereich stets weitab von den beiden Eingangssignalen liegen, treten ungeradzahlige Intermodulationsprodukte niedriger Ordnung (z.B.

3. oder 5. Ordnung) immer in unmittelbarer Umgebung der Eingangssignale auf.

Je nach Anwendung können sich Produkte sowohl geradzahliger als auch ungeradzahliger Ordnung störend auswirken. Bei Messungen an CATV (Cable TV)-Systemen, bei denen ein Frequenzbereich von mehr als einer Oktave zu untersuchen ist, fallen sowohl Harmonische als auch Intermodulationsprodukte geradzahliger Ordnung in den interessierenden Bereich. Bei dieser Anwendung sind daher auch die Anforderungen an den IPk2 des Spektrumanalysators hoch, zumal in solchen Systemen in der Regel eine Vielzahl von Signalen mit sehr hohem Pegel auftreten.

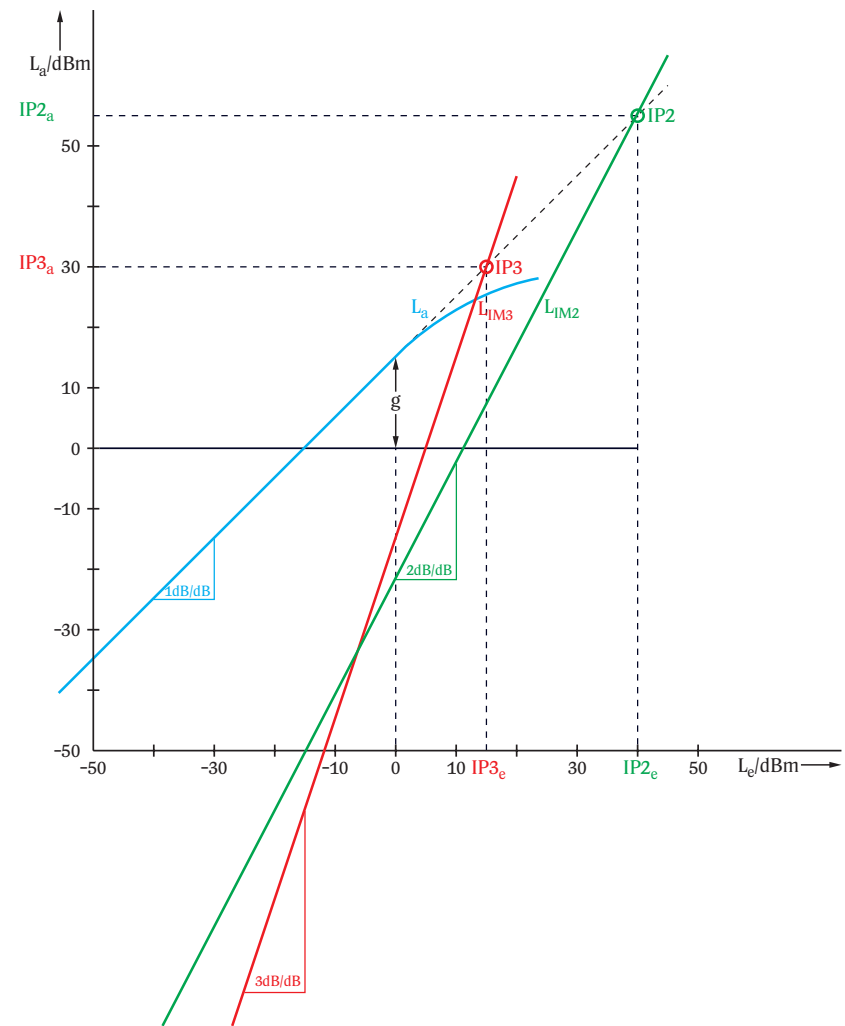


Bild 5-8 Intercept-Punkt 2. und 3. Ordnung

Wie bei den Harmonischen höherer Ordnung führt auch hier eine Pegeländerung beider Sinusträger am Eingang um Δ dB zu einer Pegeländerung des jeweiligen Intermodulationsprodukts um $n \cdot \Delta$ dB. Angaben über die Pegeldifferenzen zwischen Intermodulationsprodukten und den Grundwellen der Sinusträger erfordern daher stets die Angabe des Eingangspegels, da sonst keine Aussage über die Linearität getroffen werden kann. Es ist daher auch hier vorteilhaft, den sogenannten Intercept-Punkt n-ter Ordnung zu berechnen. Für den auf den Eingang bezogenen Intercept-Punkt n-ter Ordnung gilt:

$$IPn_e = \frac{a_{IMn}}{n-1} + L_e \quad (Gl. 5-16)$$

mit IPn_e Eingang-Intercept-Punkt n-ter Ordnung, in dBm
 a_{IMn} Pegeldifferenz zwischen Intermodulationsprodukt n-ter Ordnung und der Grundwelle des Eingangssignals, in dB
 L_e Pegel eines der beiden Eingangssignale, in dBm

In den meisten Fällen werden die Intercept-Punkte 2. und 3. Ordnung angegeben (siehe auch Bild 5-8). Sie werden mit IP2 oder SOI (Second Order Intercept) bzw. mit IP3 oder TOI (Third Order Intercept) bezeichnet. Für die Eingangs-Intercept-Punkte 2. bzw. 3. Ordnung gilt

$$IP2_e = a_{IM2} + L_e \quad (Gl. 5-17)$$

bzw.

$$IP3_e = \frac{a_{IM3}}{2} + L_e \quad (Gl. 5-18)$$

Aus den Eingangs-Intercept-Punkten können wiederum die Ausgangs-Intercept-Punkte durch Addition der Verstärkung g des Zweitorts (in dB) berechnet werden. In Spezifikationen zu Spektrumanalysatoren sind die auf den Eingang bezogenen Intercept-Punkte angegeben.

Sowohl die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung bei Zweitort-Aussteuerung als auch die zweite Harmonische bei Eintort-Aussteuerung entstehen aufgrund des quadratischen Glieds der nichtlinearen Übertragungsfunktion. Zwischen IP2 und IPk2 besteht ein fester Zusammenhang (siehe auch [5-1]):

$$IPk2 = IP2 + 6 \text{ dB} \quad (Gl. 5-19)$$

In Datenblättern wird deshalb meistens nur IP2 oder IPk2 angegeben, selten beide Werte gleichzeitig. Die Angabe von Intercept-Punkten erfolgt fast immer in dBm. Je höher der angegebene Intercept-Punkt, desto linearer ist der betreffende Spektrumanalysator - eine wichtige Voraussetzung für einen möglichst großen Dynamikbereich (siehe Kapitel 5.5, Dynamikbereich).

Intermodulation	
Intermodulationsprodukte 3. Ordnung	
Intermodulationsfreier Dynamikbereich	
Pegel 2 x -30 dBm, $\Delta f \approx 5 \cdot RBW$ oder 10 kHz, wobei der größere Wert gilt	
Frequenz	
20 MHz ... 200 MHz	>70 dBc, IP3 >5 dBm
200 MHz ... 3 GHz	>74 dBc, IP3 >7 dBm
3 GHz ... 7 GHz	>80 dBc, IP3 >10 dBm
Intercept-Punkt k2	
Frequenz <50 MHz	25 dBm
50 MHz ... 3 GHz	35 dBm
3 GHz ... 7 GHz	45 dBm

Bild 5-9 Typische Angaben zum Intermodulationsverhalten eines Spektrumanalysators (Auszug aus einem Datenblatt)

In Datenblättern angegebene Intercept-Punkte gelten nur für eine bestimmte Eichleitungseinstellung, meist 0 dB. Wie noch gezeigt wird, erhöht sich der Intercept-Punkt, wenn die HF-Dämpfung erhöht wird.

Beispiele: Datenblattvergleich zweier Spektrumanalysatoren

1.) **Gerät 1**

Bei Zweitort-Aussteuerung mit jeweils -30 dBm liegen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung mindestens 70 dB unter dem Eingangssignal.

Gerät 2

Bei Zweitort-Aussteuerung mit jeweils -40 dBm liegen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung mindestens 100 dB unter dem Eingangssignal.

Lösung:

$$\text{Gerät 1: } IP3_e = \frac{70 \text{ dB}}{2} + (-30 \text{ dBm}) = +5 \text{ dBm}$$

$$\text{Gerät 2: } IP3_e = \frac{100 \text{ dB}}{2} + (-40 \text{ dBm}) = +10 \text{ dBm}$$

2.) Gerät 1

Bei Zweitton-Aussteuerung mit jeweils -30 dBm liegen die Intermodulationsprodukte 2. Ordnung mindestens 65 dB unter dem Eingangssignal.

Gerät 2

Im Datenblatt ist ein Intercept-Punkt k2 von +35 dBm angegeben.

Lösung:

$$\text{Gerät 1: } IP2_e = 65 \text{ dB} + (-30 \text{ dBm}) = +35 \text{ dBm}$$

$$\text{Gerät 2: } IP2_e = IPk2 - 6 \text{ dB} = 35 \text{ dBm} - 6 \text{ dB} = +29 \text{ dBm}$$

Oftmals wird in Datenblättern auch der intermodulationsfreie Anzeigebereich (intermodulation free dynamic range) angegeben. Man versteht darunter die Pegeldifferenz zwischen IM-Produkten und Eingangssignalen. Diese Angaben beziehen sich üblicherweise - sofern nichts anderes angegeben wird - nur auf Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, also Produkte, die in der Nähe der Eingangssignale auftreten. Ausschlaggebend ist der Signalpegel am Eingang des ersten Mixers, der stets mit anzugeben ist.

Für den in Bild 5-9 angegebenen Intercept-Punkt 3. Ordnung (hier für den Eingangsfrequenzbereich von 200 MHz bis 3 GHz) läßt sich der intermodulationsfreie Bereich aus dem $IP3_e$ durch Anwendung von Gl. 5-18 wie folgt berechnen:

$$a_{IM3} = 2 \cdot (IP3_e - L_e) = 2 \cdot (7 \text{ dBm} - (-30 \text{ dBm})) = 74 \text{ dB} \quad (\text{Gl. 5-20})$$

Dämpfungsglieder oder Verstärker vor dem ersten Mischer

Wird vor dem ersten Mischer des Spektrumanalysators ein Vorverstärker oder ein Dämpfungsglied (z.B. die im Analysator enthaltene Eichleitung)

geschaltet, so hat dies Auswirkungen auf den Gesamt-Eingangs-Intercept-Punkt der Anordnung. Für zwei kaskadierte Stufen gilt [5-2]:

$$IP3_{e,ges} = IP3_{e,1} + IP3_{e,2} - 10 \cdot \lg \left(10^{\left(\frac{IP3_{e,1} + g_1}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{IP3_{e,2}}{10}\right)} \right) \quad (\text{Gl. 5-21})$$

mit	$IP3_{e,ges}$	Eingangs-Intercept-Punkt 3. Ordnung der Reihenschaltung, in dBm
	$IP3_{e,1}, IP3_{e,2}$	Eingangs-Intercept-Punkte 3. Ordnung der einzelnen Stufen, in dBm
	g_1	Verstärkungsmaß der ersten Stufe, in dB

Ausgehend von einem idealen, linearen Dämpfungsglied - eine Voraussetzung, die bei resistiven, mechanisch geschalteten Eichleitungen praktisch erfüllt ist - kann in Gl. 5-21 ein nahezu beliebig hoher Wert für $IP3_{e,1}$ eingesetzt werden. Eine Erhöhung der HF-Dämpfung von z.B. 0 dB auf 10 dB (in Gl. 5-21 ist dann $g = -10 \text{ dB}$) bewirkt daher eine Erhöhung des Intercept-Punkts im gleichen Maß, hier 10 dB. Gleichzeitig verschlechtert sich jedoch auch das Rauschmaß des Analysators in gleichem Umfang. Eine Erhöhung der HF-Dämpfung bewirkt daher keine Erhöhung des Dynamikbereichs (siehe Kapitel 5.5, Dynamikbereich).

Wird dem Analysator hingegen ein Vorverstärker vorgeschaltet, so führt dies stets zu einer Verschlechterung des Gesamt-Intercept-Punkts.

Beispiel:

Für einen Spektrumanalysator ist ein Eingangs-Intercept-Punkt von +7 dBm spezifiziert. Zur Steigerung der Empfindlichkeit soll ein Vorverstärker mit einem Verstärkungsmaß von 20 dB und einem Eingangs-Intercept-Punkt von -10 dBm geschaltet werden. Für den Gesamt-Eingangs-Intercept-Punkt 3. Ordnung gilt somit

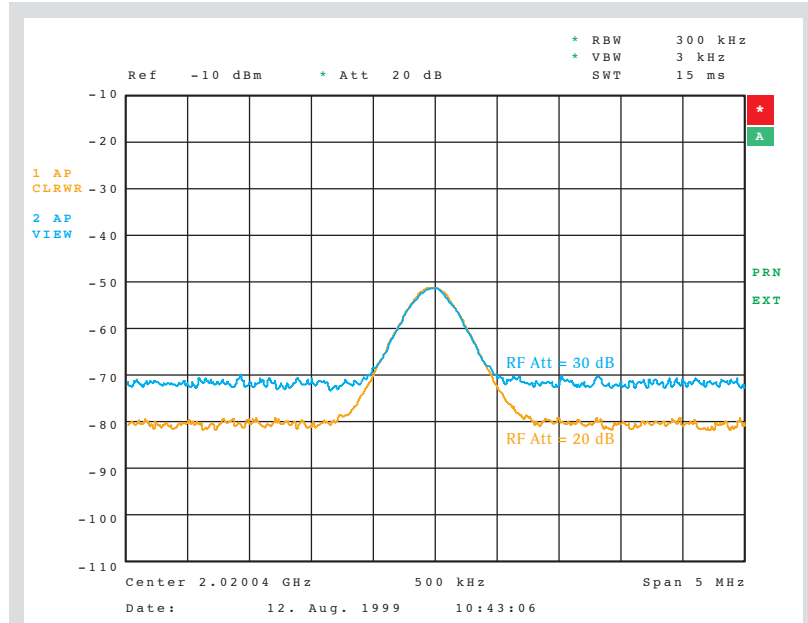
$$IP3_{e,ges} = -10 \text{ dBm} + 7 \text{ dBm} - 10 \cdot \lg \left(10^{\left(\frac{-10 \text{ dBm} + 20 \text{ dB}}{10}\right)} + 10^{\left(\frac{7 \text{ dBm}}{10}\right)} \right) = -14,8 \text{ dBm}$$

Identifizierung von Intermodulationsprodukten

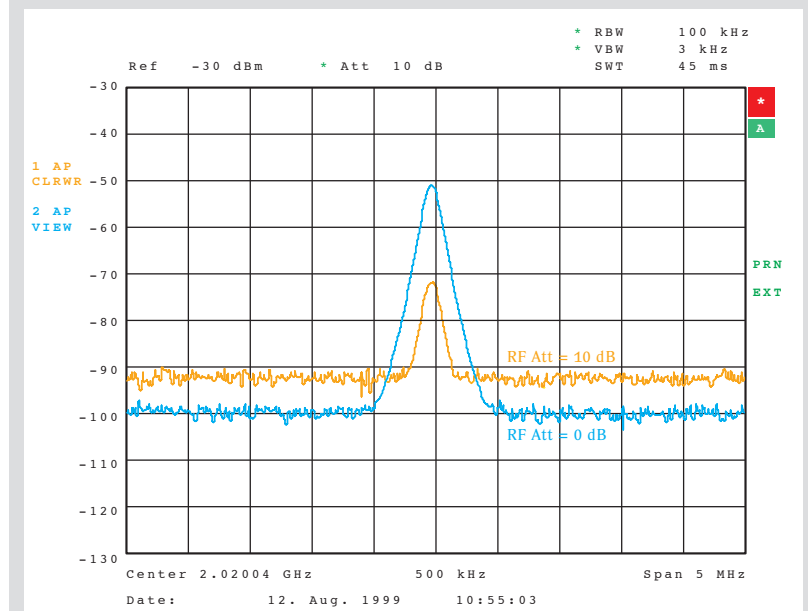
Eine typische Anwendung des Spektrumanalysators ist die Verzerrungsmessung an Meßobjekten wie Verstärkern oder Mischern. Verzerrungen in Form von Harmonischen höherer Ordnung oder Intermodulationsprodukten entstehen dabei aber nicht nur im Meßobjekt, sondern auch im Spektrumanalysator. Besonders bei hohen Signalpegeln am Eingang des ersten Mixers kann dies zu Fehlmessungen führen, da sich die im Spektrumanalysator entstehenden Harmonischen oder Intermodulationsprodukte zu den im Meßobjekt entstandenen addieren. Die Ergebnisse von Linearitätsmessungen deuten in solchen Fällen auf schlechtere Eigenschaften hin, als dies tatsächlich der Fall ist.

Die Linearität eines Spektrumanalysators wird im wesentlichen durch Mischer und ZF-Verstärker bestimmt, die eingangsseitige Eichleitung (RF Attenuator) hat praktisch keinen Einfluß. Ändert man mit Hilfe dieser Eichleitung den Mischerpegel, so ändern sich die Pegel von Verzerrungsprodukten, die im Spektrumanalysator entstehen, überproportional gemäß ihrer Ordnung. Die Pegel von Verzerrungsprodukten, die im Meßobjekt entstehen, bleiben hingegen konstant.

Mit Hilfe der Eichleitung kann somit überprüft werden, wo die am Spektrumanalysator dargestellten Verzerrungsprodukte entstehen. Eine Messung führt zu richtigen Ergebnissen, wenn trotz Erhöhen der HF-Dämpfung die Pegel von Harmonischen oder Intermodulationsprodukten konstant bleiben (siehe Bild 5-10a). Ändert sich jedoch der Pegel der am Spektrumanalysator dargestellten Harmonischen, so ist das Meßergebnis falsch (siehe Bild 5-10b).



a)



b)

Bild 5-10 Identifikation von Intermodulationsprodukten
a) Intermodulationsprodukt des Meßobjekts (Messung ist gültig)
b) Intermodulationsprodukt des Analysators (Fehlmessung)

5.3 Phasenrauschen (spektrale Reinheit)

Phasenrauschen ist ein Maß für die Kurzzeitstabilität von Oszillatoren, wie sie auch im Spektrumanalysator zur Umsetzung des Eingangssignals auf verschiedene Zwischenfrequenzen verwendet werden. Ursache für Phasenrauschen sind Schwankungen von Phase bzw. Frequenz sowie Amplitude eines Oszillator-Ausgangssignals, wobei letztere meist zu vernachlässigen sind. Diese Schwankungen wirken wie eine Modulation.

Das Phasenrauschen wird in der Regel abhängig vom Trägerabstand (Offset) als Einseitenband-Phasenrauschen bezogen auf den Trägerpegel spezifiziert. Die spezifizierten Werte sind dabei als relative Rauschleistungspegel innerhalb einer Bandbreite von 1 Hz angegeben. Die Einheit ist dementsprechend dBc (1 Hz) oder dBc/Hz, wobei mit der Erweiterung c der Bezug auf den Träger (Carrier) angedeutet wird. Da die Phasenrauschleistung niedriger als der Trägerpegel ist, sind in Spezifikationen negative Zahlenwerte zu erwarten.

Die Auswirkungen von Phasenrauschen sind in Bild 5-11 dargestellt. Eine genügend hohe Auflösung vorausgesetzt, erwartet man bei einem reinen Sinussignal im Frequenzbereich lediglich eine einzige Spektrallinie. Tatsächlich aber ist das Spektrum eines durch einen realen Oszillator erzeugten Signals deutlich breiter.

Das Signal jedes Oszillators weist Phasenrauschen mehr oder weniger ausgeprägt auf. Durch entsprechende schaltungstechnische Vorkehrungen kann es bis zu einem gewissen Grad lediglich minimiert, aber nie ganz beseitigt werden. In modernen Spektrumanalysatoren sind die Lokaloszillatoren als Synthesizer ausgeführt, d.h. die eigentlichen Oszillatoren sind über Phasenregelkreise wie in [5-3] beschrieben an eine hochgenaue Referenz, z.B. 10 MHz angebunden. Abhängig von der Regelbandbreite dieser Anbindung wird die Charakteristik des Phasenrauschens beeinflusst. Es können daher folgende Teilbereiche unterschieden werden (siehe auch Bereiche 1, 2 und 3 in Bild 5-11):

- **Nahe am Träger** (Offset bis etwa 1 kHz)

In diesem Bereich entspricht das Phasenrauschen dem auf das Ausgangssignal des Lokaloszillators bezogenen Phasenrauschen des Referenzsignals. Aufgrund der Vervielfachung in der Regelschleife ist dieses Phasenrauschen höher als das des Referenzoszillators.

- **Bereich bis zur oberen Grenze der Regelbandbreite** (ab etwa 1 kHz)

Innerhalb der Regelbandbreite entspricht das Phasenrauschen dem Summenrauschen mehrerer Komponenten des Regelkreises, wie z.B. des Teilers, des Phasendetektors und des vervielfachten Referenzsignals. Die obere Grenze dieses Bereichs ist abhängig vom Spektrumanalysator bzw. vielmehr von der Art des verwendeten Oszillators. Sie liegt etwa im Bereich von 100 kHz bis 300 kHz.

- **Bereich außerhalb der Regelbandbreite**

Außerhalb der Regelbandbreite wird das Phasenrauschen praktisch ausschließlich durch das Phasenrauschen des Oszillators im nicht-synchronisierten Betrieb bestimmt. Es fällt in diesem Bereich mit 20 dB je Dekade ab.

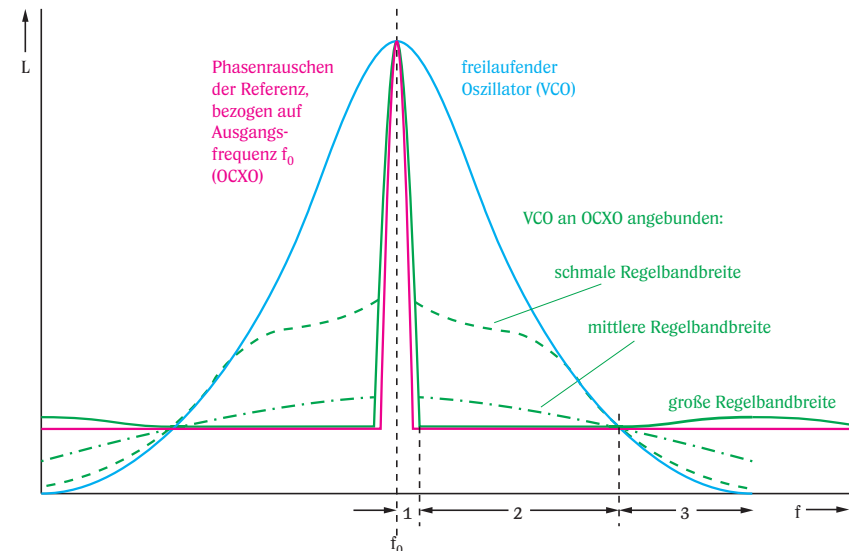


Bild 5-11 Phasenrauschen eines OCXO, eines VCO sowie eines an den OCXO angebundenen VCO bei verschiedenen Regelbandbreiten

In Bild 5-11 ist das Phasenrauschen für verschiedene Regelbandbreiten dargestellt. Interessant dabei ist der Vergleich des Phasenrauschens des freilaufenden Oszillators mit dem Phasenrauschen bei Anbindung an die Referenz mit verschiedenen Regelbandbreiten. Folgende Fälle sind dabei zu unterscheiden:

• Große Regelbandbreite

Die Schleifenverstärkung des Regelkreises ist so groß, daß das Rauschen des Oszillators auf das Referenzrauschen abgesenkt wird. Weitab vom Träger wird aufgrund der Phasendrehung durch die Filterung das Phasenrauschen jedoch angehoben.

• Mittlere Regelbandbreite

Die Schleifenverstärkung reicht nicht aus, um nahe am Träger das Referenzrauschen zu erreichen. Die Anhebung des Phasenrauschens weitab vom Träger ist allerdings geringer als bei einer großen Regelbandbreite.

• Schmale Regelbandbreite

Das Phasenrauschen weitab vom Träger wird gegenüber dem freilaufenden Oszillator nicht verschlechtert. Nahe am Träger ist es jedoch verglichen mit mittlerer und großer Regelbandbreite deutlich höher.

Um das Phasenrauschen für die jeweilige Anwendung zu optimieren, ist die Regelbandbreite daher gegebenenfalls variabel zu halten.

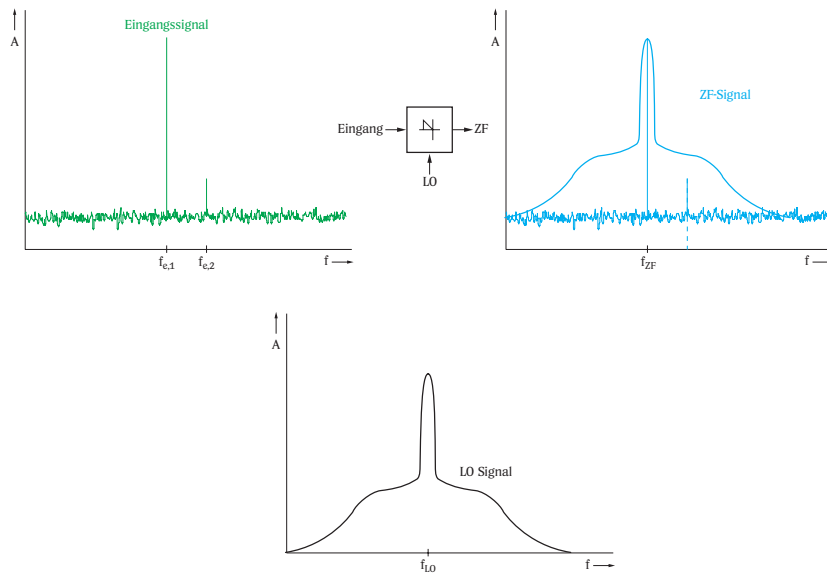


Bild 5-12 Übertragung des internen Phasenrauschens auf das Eingangssignal durch reziprokes Mischen.

Durch reziprokes Mischen wird das Phasenrauschen der Lokaloszillatoren eines Spektrumanalysators in den umsetzenden Stufen auf das Eingangssignal übertragen (siehe Bild 5-12). Das bedeutet, daß selbst bei einem idealen, sinusförmigen Eingangssignal das dargestellte Spektrum lediglich die Summe des Phasenrauschens aller Lokaloszillatoren widerspiegelt. Weist auch das Eingangssignal Phasenrauschen auf (was in der Praxis immer der Fall ist), so entspricht die am Spektrumanalysator angezeigte Meßkurve der Summe des Phasenrauschens von Eingangssignal und Lokaloszillatoren.

Das Phasenrauschen wird unabhängig vom Pegel des Eingangssignals immer bezogen auf dessen Träger abgebildet. Dies bedeutet wiederum, daß bei Phasenrauschmessungen an Eingangssignalen (siehe Kapitel 6.1, Phasenrauschmessung) der Dynamikbereich für trägernahen Messungen nicht durch Erhöhen des Eingangssignalpegels maximiert werden kann – ganz im Gegensatz zum Einfluß des thermischen Rauschens. Das Phasenrauschen des Spektrumanalysators markiert daher besonders bei trägernahen Messungen die Grenze des Meßbereichs.

Neben dieser Einschränkung wird durch das Phasenrauschen auch die Auflösung bzw. der Dynamikbereich des Analysators begrenzt. Signale mit geringem Abstand zum Träger eines Signals mit deutlich höherem Pegel können unter Umständen nicht mehr erkannt werden (siehe Signal bei $f_{e,2}$ in Bild 5-12).

Beispiel:

Am Eingang eines Spektrumanalysators liegt ein Sinussignal mit einem Pegel von -10 dBm an. In einem Trägerabstand von 100 kHz soll das Phasenrauschen des Spektrumanalysators -100 dBc (1 Hz) betragen.

Welchen Pegel muß ein zweites Signal ebenfalls im Abstand von 100 kHz haben, so daß es bei einer Auflösebandbreite von 1 kHz noch erkannt werden kann (die Auflösebandbreite soll in diesem Beispiel der Rauschbandbreite des Filters entsprechen)?

Lösung:

Aufgrund der Auflösebandbreite von 1 kHz führt das Phasenrauschen zu einer Rauschanzeige L_R von

$$L_R = -100 \text{ dBc (1 Hz)} + 10 \cdot \lg \left(\frac{1 \text{ kHz}}{1 \text{ Hz}} \right) = -70 \text{ dBc (1 kHz)}$$

Dies wiederum bedeutet, daß das Eingangssignal mindestens einen Pegel von $L_{S,min} = -10 \text{ dBm} - 70 \text{ dBc (1 Hz)} = -80 \text{ dBm}$ aufweisen muß, um durch eine Rauschüberhöhung von 3 dB erkannt werden zu können.

Diese Begrenzung der Auflösung wirkt sich auch bei Nachbarkanalleistungsmessungen (siehe Kapitel 6.3, Kanal- und Nachbarkanalleistungsmessung) störend aus, da auch hier die Dynamik durch Phasenrauschen im Nachbarkanal reduziert wird.

Häufig findet man in Datenblättern auch Angaben zum Störhub (Residual FM, Rest-Frequenzmodulation). Aus dem vom Trägerabstand abhängigen Phasenrauschen kann der Effektivwert des Störfrequenzhubs durch Integration wie folgt berechnet werden:

$$\Delta F_{RMS} = \sqrt{2 \cdot \int_{f_{off}=0}^{\infty} \left(10^{\frac{L(f_{off})}{20}} \cdot f_{off} \right)^2 df_{off}} \quad (Gl. 5-22)$$

mit ΔF_{RMS} Effektivwert des Störfrequenzhubs, in Hz
 f_{off} Frequenzabstand zum Träger, in Hz
 $L(f_{off})$ Phasenrauschen in Abhängigkeit vom Trägerabstand, in dBc (1 Hz)

Ebenso läßt sich aus dem Phasenrauschen auch der effektive Störphasenhub der Rest-Phasenmodulation (Residual φ M) berechnen:

$$\Delta \varphi_{RMS} = \sqrt{2 \cdot \int_{f_{off}=0}^{\infty} 10^{\frac{L(f_{off})}{20}} df_{off}} \quad , \text{ in rad} \quad (Gl. 5-23)$$

$$\Delta \varphi_{RMS} = \sqrt{2 \cdot \int_{f_{off}=0}^{\infty} 10^{\frac{L(f_{off})}{20}} df_{off}} \cdot \frac{180}{\pi} \quad , \text{ in deg} \quad (Gl. 5-24)$$

mit $\Delta \varphi_{RMS}$ Effektivwert des Störphasenhubes, in Hz
 f_{off} Frequenzabstand zum Träger, in Hz
 $L(f_{off})$ Phasenrauschen in Abhängigkeit vom Trägerabstand, in dBc (1 Hz)

Hohe Rest-Frequenzmodulation des Lokaloszillatorsignals kann zum „Verschmieren“ des dargestellten Spektrums führen. Dies führt zu einer Reduzierung der Auflösung und bestimmt damit die untere Grenze für die

kleinste sinnvolle Auflösungsbandbreite. Da in modernen Spektrumanalysatoren die Lokaloszillatoren wie eingangs beschrieben als Synthesizer ausgeführt sind, spielt dieser Effekt praktisch keine Rolle mehr.

Spektrale Reinheit (dBc (1 Hz)) SSB-Phasenrauschen, $f = 500 \text{ MHz}$			
Trägeroffset			
100 Hz	<-90, typ. -94		
1 kHz	<-100, typ. -108		
10 kHz	<-106, typ. -113		
100 kHz ¹⁾	<-110, typ. -113		
1 MHz ¹⁾	<-120, typ. -125		
10 MHz	typ. -145		
Störhub ($f = 500 \text{ MHz}$, RBW = 1 kHz, Sweepzeit 100 ms)			
typ. 3 Hz			
Typische Werte für SSB-Phasenrauschen			
Trägeroffset	$f_m = 500 \text{ MHz}$	$f_m = 3 \text{ GHz}$	$f_m = 7 \text{ GHz}$
100 Hz	94 dBc/Hz	90 dBc/Hz	84 dBc/Hz
1 kHz	105 dBc/Hz	100 dBc/Hz	94 dBc/Hz
10 kHz	113 dBc/Hz	108 dBc/Hz	104 dBc/Hz
100 kHz	113 dBc/Hz	108 dBc/Hz	106 dBc/Hz
1 MHz	125 dBc/Hz	118 dBc/Hz	118 dBc/Hz

1) Werte gelten für Span > 100 kHz.

Bild 5-13 Typische Angaben zu Phasenrauschen und Stör-FM eines Spektrumanalysators (Auszug aus einem Datenblatt)

Aufgrund der oben genannten Einschränkungen ist das Phasenrauschen ein wichtiges Kriterium zur Beurteilung eines Spektrumanalysators. Abhängig von der Anwendung kann Phasenrauschen sowohl bei kleinen Offsets (z.B. bei Messungen an Radar-Systemen) als auch bei großen Offsets (z.B. für Messungen an Mobilfunkeinrichtungen) für den Anwender wichtig sein. Datenblätter enthalten daher immer Angaben zu verschiedenen Offsets, üblicherweise dekadisch gestuft (siehe Bild 5-13).

Wie oben gezeigt, wird das Phasenrauschen entscheidend durch die Regelbandbreite des Phasenregelkreises beeinflusst. In Spektrumanalysatoren ist diese Regelbandbreite daher meist variabel, so daß eine Anpassung an die jeweilige Meßaufgabe möglich ist. Die Umschaltung erfolgt oftmals implizit, so auch bei dem hier beschriebenen Analysator. Die Regelbandbreite ist dabei an den darzustellenden Frequenzbereich oder die eingestellte Auflösungsbandbreite gekoppelt. Besonders bei der Darstellung

größerer Frequenzbereiche (hier z.B. Span > 100 kHz, vgl. Fußnote 1 in obigem Datenblattauszug) ist meist ein minimales Phasenrauschen weitab vom Träger von Interesse. Für diese Einstellung wird daher automatisch eine schmale Regelbandbreite gewählt.

Um die Kopplung transparent zu machen, sind in Datenblättern zu den Phasenrauschangaben für verschiedene Trägerabstände oft Auflösungsbandbreiten oder Span-Einstellungen als Randbedingungen angegeben. Werden davon abweichende Einstellungen vorgenommen, ergeben sich unter Umständen schlechtere Phasenrauschwerte.

Um sehr hochfrequente Eingangssignale analysieren zu können, muß das LO-Signal vervielfacht werden (siehe Kapitel 4.1). Wie bei einem frequenzmodulierten Signal wird dabei auch der Frequenzhub, in diesem Fall der Störfrequenzhub, vervielfacht, wodurch sich das Phasenrauschen verschlechtert. Es gilt:

$$L_{mult}(f_{off}) = L(f_{off}) + 20 \cdot \lg(n) \tag{Gl. 5-25}$$

- mit $L_{mult}(f_{off})$ vom Trägerabstand abhängiges Phasenrauschen nach der Vervielfachung, in dBc (1 Hz)
- $L(f_{off})$ vom Trägerabstand abhängiges Phasenrauschen des ursprünglichen Signals, in dBc (1 Hz)
- n Vervielfachungsfaktor

Aufgrund dieser Verschlechterung sind Phasenrauschspezifikationen immer an eine bestimmte Signalfrequenz gebunden. Oft werden daher für mehrere Signalfrequenzen typische Phasenrauschkurven angegeben, die eine Abschätzung des zu erwartenden Phasenrauschens bei einer interessierenden Frequenz zulassen.

5.4 1-dB-Kompressionspunkt und maximaler Eingangspegel

Der 1-dB-Kompressionspunkt eines Zweitores markiert den Punkt seines Aussteuerbereichs, an dem seine Verstärkung aufgrund von Sättigung um 1 dB zurückgeht (siehe Bild 5-14). Ähnlich wie der Intercept-Punkt kann der 1-dB-Kompressionspunkt sowohl auf den Eingangs- als auch auf den Ausgangspegel bezogen werden. Während man bei Leistungsverstärkern

meist den Ausgangspegel angibt, bei dem die 1-dB-Kompression eintritt, wird bei Spektrumanalysatoren der entsprechende Eingangspegel spezifiziert.

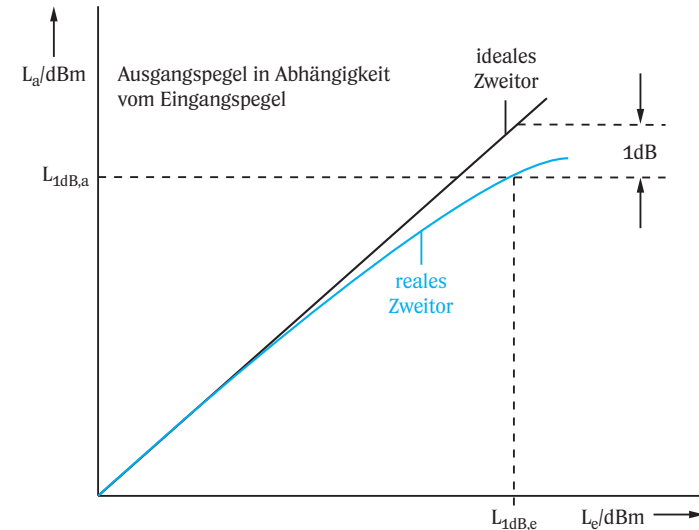


Bild 5-14 1-dB-Kompressionspunkt

Maximaler Eingangspegel	
HF-Dämpfung 0 dB	
Gleichspannung	50 V
HF-Dauerleistung	20 dBm (= 0,3 W)
Spektrale Impulsdichte	97 dBµV/MHz
HF-Dämpfung 10 dB	
HF-Dauerleistung	30 dBm (= 1 W)
Max. Impulsspannung	150 V
Max. Impulsenergie (10 µs)	1 mWs
1-dB-Kompression des Eingangsmischers	
0 dB HF-Dämpfung, f > 200 MHz	0 dBm nominal

Bild 5-15 Typische Angaben zum 1-dB-Kompressionspunkt und zum maximalen Eingangspegel eines Spektrumanalysators (Datenblattauszug)

Der 1-dB-Kompressionspunkt wird entscheidend durch den ersten Mischer bestimmt und daher meist für eine Eichleitungseinstellung von 0 dB spezifiziert. Der dabei angegebene Eingangspegel wird auch als Mischerpegel bezeichnet. Durch Erhöhen der HF-Dämpfung erhöht sich der 1-dB-Kompressionspunkt im gleichen Maß.

Um unerwünschte Produkte aufgrund von Verzerrungen zu vermeiden, ist der maximal darzustellende Eingangspegel (Referenzpegel) deutlich unter dem 1-dB-Kompressionspunkt zu halten. Durch die Verkopplung von Referenzpegel und Eichleitungseinstellung (siehe 4.6, Wesentliche Abhängigkeiten) wird daher bei einer HF-Dämpfung von 0 dB der maximal einstellbare Referenzpegel begrenzt, im vorliegenden Beispiel auf -10 dBm. Der 1-dB-Kompressionspunkt kann daher nicht direkt nachgemessen werden. Dennoch kommt ihm bei vielen Messungen eine besondere Bedeutung zu:

Bei Phasenrauschmessungen wird zum Beispiel an den Eingang des Spektrumanalysators ein einziges, sinusförmiges Signal angelegt. Selbst bei Aussteuerung bis nahe an den 1-dB-Kompressionspunkt können keine Intermodulationsprodukte in der Nähe des Eingangssignals in Erscheinung treten. Durch die weite Aussteuerung entstehen im Spektrumanalysator lediglich Harmonische des Eingangssignals, die aber bei Phasenrauschmessungen meist nicht störend sind. Durch die weite Aussteuerung wird aber ein großer Signal-Rausch-Abstand erzielt und der Dynamikbereich bei großen Trägerabständen dadurch für Messungen maximiert.

Im Gegensatz zum 1-dB-Kompressionspunkt, der Auskunft über die Aussteuerfähigkeit eines Spektrumanalysators gibt, wird durch den maximalen Eingangspegel die obere Grenze für einen „zerstörungsfreien“ Betrieb angegeben. Dieser Wert darf nicht überschritten werden, da andernfalls der Analysator beschädigt werden kann.

Der Grenzwert wird in der Regel durch das erste kritische Glied in der Signalverarbeitungskette bestimmt. Dementsprechend muß stets die eingestellte HF-Dämpfung in Betracht gezogen werden:

- **HF-Dämpfung 0 dB**

Das Eingangssignal passiert die Eichleitung ungedämpft, diese wird also nicht belastet. Ausschlaggebend für den maximalen Eingangspegel ist daher meist der nachfolgende erste Mischer. Aufgrund der im allgemeinen hohen Belastbarkeit von Duplexer und mitlaufendem Bandpaß-Filter gilt dies in unserem Beispiel auch für den hochfrequenten Eingangsteil (über 3 GHz).

- **HF-Dämpfung > 0 dB** (hier ≥ 10 dB)

Das Eingangssignal wird bereits durch die Eichleitung gedämpft, so daß die nachfolgenden Stufen meist vernachlässigt werden können. Der angegebene Wert spiegelt somit die Belastbarkeit der Eichleitung wider.

Da beide Fälle für den praktischen Betrieb wichtig sind, werden sie in Datenblättern unterschieden.

Eine weitere Unterscheidung wird hinsichtlich der Art des Eingangssignals gemacht (siehe Bild 5-15):

Gleichspannung (DC voltage)

Bei gleichspannungsgekoppelten Spektrumanalysatoren entspricht dieser Wert der maximalen für den Mischer verträglichen Gleichspannung. In der Regel wird hierfür unabhängig von der HF-Dämpfung 0 V angegeben.

Bei Wechsellspannungskopplung hingegen entspricht der angegebene Wert der Spannungsfestigkeit des Koppelkondensators am Eingang des Spektrumanalysators. In obigem Datenblattauszug ist dafür ein Wert von 50 V angegeben.

HF-Dauerleistung (continuous wave (CW) RF power)

Dieser Wert gibt die maximale Gesamtleistung aller Eingangssignale an, die ohne Zeitbeschränkung zulässig ist. Es wird dabei davon ausgegangen, daß alle Eingangssignale stationär sind.

Spektrale Impulsdichte (pulse spectral density)

Gepulste Signale weisen ein sehr weites Spektrum mit vielen spektralen Komponenten auf, deren Summenleistung einen bestimmten Wert nicht überschreiten darf. Für Pulsspektren wird üblicherweise eine spektrale Impulsdichte als Spannungspegel bezogen auf eine bestimmte Bandbreite, meist 1 MHz, angegeben. In obigem Datenblattauszug (Bild 5-15) wird als Grenzwert 97 dB μ V/MHz spezifiziert.

Maximale Impulsenergie bzw. Impulsspannung (max. pulse energy bzw. max. pulse voltage)

Bei sehr kurzen Impulsen in angemessenen langen Abständen darf die Impulsleistung den für die HF-Dauerleistung spezifizierten Wert deutlich überschreiten. Es besteht dabei eine Begrenzung sowohl durch die maximale Impulsenergie, hier für eine bestimmte Pulsdauer in mWs angegeben, als auch durch die maximale Impulsspannung.

Oft wird aber auch die maximale Impulsleistung angegeben, die sich aus Impulsenergie und -dauer wie folgt berechnen läßt:

$$P_p = \frac{E_p}{t_p} \quad \text{bzw.} \quad E_p = P_p \cdot t_p \quad (\text{Gl. 5-26})$$

mit P_p Impulsleistung, in W
 E_p Impulsenergie, in Ws
 t_p Impulsdauer, in s

Mit den im Datenblattauszug Bild 5-15 spezifizierten Werten ($E_p = 1 \text{ mWs}$, $t_p = 10 \mu\text{s}$) erhält man eine maximale Impulsleistung von 100 W.

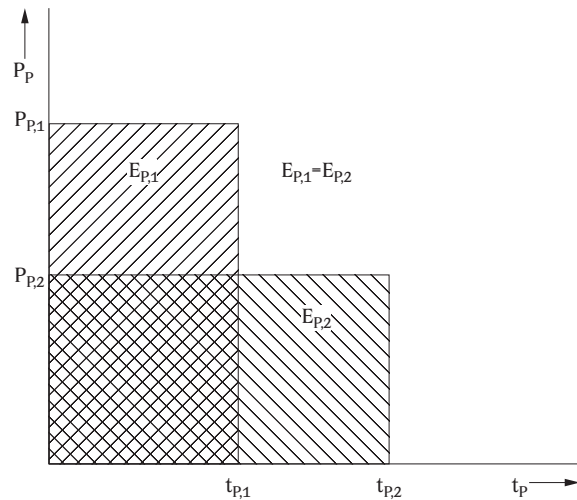


Bild 5-16 Pulse mit verschiedener Pulsbreite, aber gleicher Pulsenergie

Nach Gl. 5-26 ist bei konstanter Impulsenergie E_p für eine kürzere Impulsdauer die zulässige Impulsleistung noch höher (siehe Bild 5-16).

Jedoch kann die Impulsleistung mit abnehmender Pulsdauer nicht beliebig erhöht werden, da auch die maximal zulässige Impulsspannung nicht überschritten werden darf. Dem obigen Datenblattauszug kann hierfür ein Wert von 150 V entnommen werden. Für einen rechteckförmigen Impuls, wie in Bild 5-16 dargestellt, erhält man mit dieser zulässigen Spitzenspannung eine maximale Impulsleistung von

$$P_p = \frac{\hat{U}_p^2}{R} = \frac{(150 \text{ V})^2}{50 \Omega} = 450 \text{ W} \quad (\text{Gl. 5-27})$$

mit \hat{U}_p Impulsspitzenspannung, in V
 R Eingangsimpedanz des Spektrumanalysators, in Ω

Diese maximale Impulsleistung darf ebenso wie die maximal zulässige Impulsenergie (hier 1 mWs) unter keinen Umständen überschritten werden. Mit Hilfe von Gl. 5-26 lässt sich für einen Impuls mit maximal zulässiger Impulsleistung die erlaubte Impulsdauer berechnen, in diesem Beispiel ergibt dies 2,2 μs .

Bei größeren Impulsdauern ist bei konstanter Impulsenergie die Impulsleistung zu reduzieren. Man erhält somit die in Bild 5-17 dargestellte Abhängigkeit (gültig für die Spezifikationen in Bild 5-15).

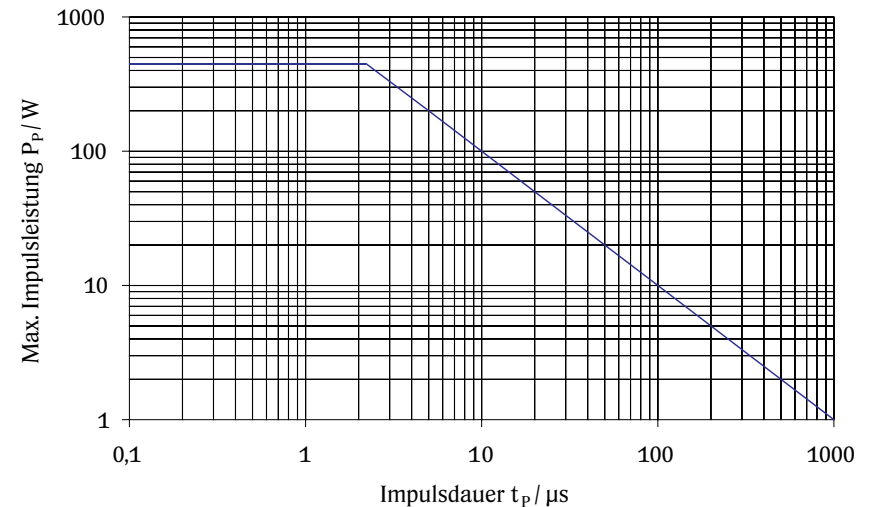


Bild 5-17 Maximale Impulsleistung in Abhängigkeit von der Impulsdauer (für max. Impulsspannung 150 V und max. Impulsenergie 1 mWs)

5.5 Dynamikbereich

Der Dynamikbereich gibt Auskunft über die Fähigkeit eines Analysators, Signale mit stark unterschiedlichen Pegeln gleichzeitig zu verarbeiten. Die Grenzen des Dynamikbereichs sind abhängig von der durchzuführenden Messung. Nach unten erfolgt die Begrenzung durch das Eigenrauschen oder das Phasenrauschen. Die obere Grenze ergibt sich entweder durch den 1-dB-Kompressionspunkt oder durch Verzerrungsprodukte, die im Analysator bei zu hoher Aussteuerung entstehen und im dargestellten Spektrum störend in Erscheinung treten. Für den Dynamikbereich gibt es daher verschiedene Definitionen. Er ist nicht mit dem Darstellbereich zu verwechseln.



Bild 5-18 Vergleich von Pegeldarstellungsbereich, maximalem Dynamikbereich und maximalem intermodulationsfreien Bereich

Pegeldarstellungsbereich

Der Dynamikbereich entspricht nicht dem ebenfalls in Datenblättern angegebenen Pegeldarstellungsbereich (Display Range), also dem Bereich von der Rauschanzeige bis zum maximalen Eingangspiegel (siehe Bild 5-18). Die Grenzen des Pegeldarstellungsbereichs können ohnehin nie gleichzeitig, also bei gleichbleibenden Einstellungen erreicht werden. Zur Darstellung eines Signals, dessen Pegel dem maximalen Eingangspiegel des Analysators entspricht, ist in der Regel die HF-Dämpfung größer 0 dB zu wählen, wodurch die minimale Rauschanzeige – also die untere Grenze des angegebenen Pegeldarstellungsbereichs – nicht erreicht wird.

Maximaler Dynamikbereich

Oft wird ein maximaler Dynamikbereich angegeben, der durch die Rauschanzeige (meist bei kleinster Auflösungsbreite) und den 1-dB-Kompressionspunkt begrenzt wird (siehe Bild 5-18). Erreicht jedoch ein Eingangs-

signal am ersten Mischer dessen 1-dB-Kompressionspunkt, so sind die Pegel der durch Nichtlinearitäten des Mischers entstehenden Verzerrungsprodukte sehr hoch. Bei genügend kleiner Bandbreite werden sie im dargestellten Spektrum sichtbar, also nicht durch das Eigenrauschen des Analysators „überdeckt“. Die Spektrumsdarstellung ist dann nicht mehr eindeutig.

In modernen Spektrumanalysatoren wird daher auch bei manueller, entkoppelter Eichleistungseinstellung der bei gegebener HF-Dämpfung einstellbare Referenzpegel begrenzt. Signale, mit denen am Eingang des Mischers der 1-dB-Kompressionspunkt erreicht wird, überschreiten dadurch deutlich den Referenzpegel.

Der für den maximalen Dynamikbereich angegebene Wert ist daher nur von eingeschränkter Bedeutung und nur für wenige Anwendungsfälle, wie z. B. Phasenrauschmessungen weitab vom Träger, relevant.

Maximaler intermodulationsfreier Bereich, maximaler Harmonischenabstand

Wie bereits in Kapitel 4.6.2, Referenzpegel und HF-Dämpfung, erläutert wurde, ist bei der Wahl des Mischerpegels stets ein Kompromiß zu suchen. Bei zu hoher HF-Dämpfung, also zu niedrigem Mischerpegel, sind zwar die Pegel der im Analysator entstehenden Verzerrungs- und Intermodulationsprodukte sehr niedrig, gleichzeitig wird aber der Signal-Rausch-Abstand des Eingangssignals übermäßig stark reduziert. Der Dynamikbereich wird in diesem Fall nach unten durch das Eigenrauschen begrenzt. Umgekehrt entstehen aber bei zu hohem Mischerpegel Verzerrungs- und Intermodulationsprodukte, deren Pegel den Eigenrauschleistungspegel überschreiten und somit sichtbar werden (vgl. Bild 4-31). In der Praxis wichtig ist der Pegeldarstellungsbereich, in dem das dargestellte Spektrum frei von solchen Produkten ist. Abhängig davon, ob dieser Bereich durch Intermodulationsprodukte oder Harmonische höherer Ordnung eingeschränkt wird, spricht man entweder vom intermodulationsfreien Bereich oder vom maximalen Harmonischenabstand. Beide sind vom Mischerpegel und von der gewählten Auflösungsbreite abhängig und erreichen ein Maximum, wenn die Pegel der Intermodulationsprodukte bzw. Harmonischen höherer Ordnung gleich dem Rauschleistungspegel sind. Der dafür notwendige, ideale Mischerpegel läßt sich sowohl berechnen als auch grafisch ermitteln. Zur Veranschaulichung wird zunächst auf die grafische Methode eingegangen.

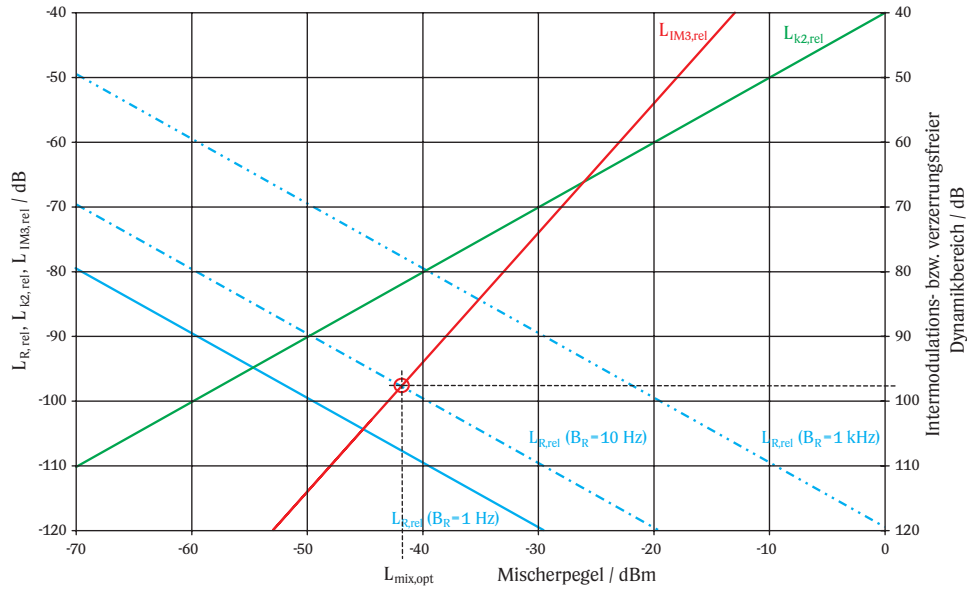


Bild 5-19 Intermodulationsfreier Bereich bzw. maximaler Harmonischenabstand in Abhängigkeit vom Mischerpegel ($NF = 24,5 \text{ dB}$, $IP3_e = 7 \text{ dBm}$, $IPk2_e = 40 \text{ dBm}$)

Bei gegebener Rauschbandbreite des ZF-Filters und Rauschmaß des Spektrumanalysators ist der Rauschleistungspegel relativ zum Mischerpegel zu berechnen. Es gilt

$$L_{R,rel} = L_R - L_{mix} = -174 \text{ dBm} + 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) + NF - L_{mix} \quad (Gl. 5-28)$$

- mit $L_{R,rel}$ relativer Rauschleistungspegel bezogen auf den Mischerpegel, in dB
- L_{mix} Mischerpegel, in dBm
- L_R Rauschleistungspegel, in dBm
- $B_{R,ZF}$ Rauschbandbreite des Auflösefilters, in Hz
- NF Rauschmaß des Spektrumanalysators, in dB

Bei Verwendung eines Sample-Detektors und Mittelung durch ein schmales Videofilter sind vom berechneten Wert $L_{R,rel}$ weitere 2,5 dB aufgrund der Unterbewertung des Rauschens abzuziehen. Der relative Rauschleistungspegel ist in Bild 5-19 für verschiedene Auflösefilter über dem Mischerpegel aufgetragen. Es wird dabei ein Rauschmaß von 24,5 dB angenommen. Man erkennt, daß der relative Rauschleistungspegel mit steigendem Mischerpegel abnimmt.

Aus Gl. 5-16 läßt sich für den relativen Pegel der Intermodulationsprodukte n. Ordnung bezogen auf den Mischerpegel folgender Zusammenhang gewinnen:

$$L_{IMn,rel} = -(n - 1) \cdot (IPn_e - L_{mix}) \quad (Gl. 5-29)$$

- mit $L_{IMn,rel}$ relativer Pegel der Intermodulationsprodukte n. Ordnung bezogen auf den Mischerpegel, in dB
- IPn_e Eingangs-Intercept-Punkt n. Ordnung des Spektrumanalysators (HF-Dämpfung 0 dB), in dBm
- L_{mix} Mischerpegel, in dBm

In der Praxis am störendsten sind meist Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, da sie in unmittelbarer Umgebung der Eingangssignale liegen. Für die relativen Pegel solcher Produkte gilt:

$$L_{IM3,rel} = -2 \cdot (IP3_e - L_{mix}) \quad (Gl. 5-30)$$

Ebenso läßt sich aus Gl. 5-13 der relative Pegel von Verzerrungsprodukten 2. Ordnung (Harmonische 2. Ordnung) ableiten:

$$L_{k2,rel} = -(IPk2_e - L_{mix}) \quad (Gl. 5-31)$$

- mit $L_{k2,rel}$ relativer Pegel von Verzerrungsprodukten 2. Ordnung bezogen auf den Mischerpegel, in dB
- $IPk2_e$ Eingangs-Intercept-Punkt k2 des Spektrumanalysators, in dBm

Da die Verzerrungs- bzw. Intermodulationsprodukte stets aus dem Mischerpegel berechnet werden, sind die Ergebnisse unabhängig von der HF-Dämpfung. Für $IP3_e$ und $IPk2_e$ sind deshalb stets die Intercept-Punkte, die sich auf den Eingang des ersten Mixers beziehen, einzusetzen. Die Werte entsprechen den Intercept-Punkten des Analysators bei einer HF-Dämpfung von 0 dB.

Die relativen Pegel der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung sowie der 2. Harmonischen sind in Bild 5-19 in Abhängigkeit vom Mischerpegel dargestellt. Für $IP3_e$ wurde dabei 7 dBm angenommen, der $IPk2_e$ 40 dBm.

Abhängig von der Meßaufgabe können Intermodulationsprodukte 3. Ordnung und/oder Harmonische höherer Ordnung den Dynamikbereich einschränken. Der für die jeweilige Anwendung optimale Mischerpegel und der maximal damit erreichbare Dynamikbereich ergibt sich, wie in Bild 5-19 dargestellt, aus dem Schnittpunkt der Geraden für Rauschleistungspegel und Intermodulationsprodukte 3. Ordnung bzw. Harmonische 2. Ordnung. In diesem Schnittpunkt ist der Pegel der Intermodulations- bzw. Verzerrungsprodukte gleich dem Rauschleistungspegel. Die Darstellung ist damit noch eindeutig.

In Bild 5-19 wird bei einer Rauschbandbreite von 10 Hz ein maximaler intermodulationsfreier Bereich von etwa 98 dB gefunden. Dafür ist ein Mischerpegel von -42 dBm erforderlich. Bei Aussteuerung des Spektrumanalysators (HF-Dämpfung 0 dB) mit zwei sinusförmigen Signalen, die jeweils einen Pegel von -42 dBm aufweisen, erreichen die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung einen Pegel von -42 dBm - 98 dB = -140 dBm.

Der optimale Mischerpegel und der dabei erreichbare Dynamikbereich läßt sich auch berechnen:

Bei optimalem Mischerpegel entspricht der Rauschleistungspegel dem Pegel der Intermodulationsprodukte. Gl. 5-28 und Gl. 5-29 sind daher gleichzusetzen und nach L_{mix} aufzulösen. Man erhält

$$L_{mix,opt} = \frac{(n-1) \cdot IPn_e + L_{R,rel}}{n} = \frac{(n-1) \cdot IPn_e - 174 \text{ dBm} + 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) + NF}{n} \quad (Gl. 5-32)$$

- mit
- $L_{mix, opt}$ optimaler Mischerpegel, in dBm
 - IPn_e Eingangs-Intercept-Punkt n. Ordnung des Analysators (0 dB HF-Dämpfung), in dB
 - n Ordnung der Intermodulations- bzw. Verzerrungsprodukte, durch die der Dynamikbereich eingeschränkt wird
 - $B_{R,ZF}$ Rauschbandbreite des Auflösefilters, in Hz
 - NF Rauschmaß des Analysators, in dB

Für $n = 3$, also Begrenzung des intermodulationsfreien Bereichs durch Intermodulationsprodukte 3. Ordnung erhält man

$$L_{mix,opt} = \frac{2 \cdot IP3_e + L_{R,rel}}{3} = \frac{2 \cdot IP3_e - 174 \text{ dBm} + 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) + NF}{3} \quad (Gl. 5-33)$$

Für den optimalen Mischerpegel für maximalen Harmonischenabstand gilt

$$L_{mix,opt} = \frac{IPk2_e + L_{R,rel}}{2} = \frac{IPk2_e - 174 \text{ dBm} + 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) + NF}{2} \quad (Gl. 5-34)$$

Bei optimalem Mischerpegel entspricht der Dynamikbereich der Pegeldifferenz zwischen Mischerpegel und Intermodulationsprodukten n. Ordnung bzw. dem Rauschleistungspegel. Es gilt:

$$DR_{max} = \frac{n-1}{n} \cdot (IPn_e - L_R) = \frac{n-1}{n} \cdot (IPn_e + 174 \text{ dBm} - 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) - NF) \quad (Gl. 5-35)$$

- mit
- DR_{max} maximaler Dynamikbereich, in dB
 - IPn_e Eingangs-Intercept-Punkt n. Ordnung des Analysators (0 dB HF-Dämpfung), in dBm
 - n Ordnung der Intermodulations- bzw. Verzerrungsprodukte, durch die der Dynamikbereich eingeschränkt wird
 - $B_{R,ZF}$ Rauschbandbreite des Auflösefilters, in Hz
 - NF Rauschmaß des Analysators, in dB

Entsprechend läßt sich daraus mit $n = 3$ ein maximaler intermodulationsfreier Bereich von

$$DR_{max} = \frac{2}{3} \cdot (IP3_e - L_R) = \frac{2}{3} \cdot (IP3_e + 174 \text{ dBm} - 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) - NF) \quad (Gl. 5-36)$$

bzw. ein maximaler Harmonischenabstand (mit $n = 2$) von

$$DR_{max} = \frac{1}{2} \cdot (IPk2_e - L_R) = \frac{1}{2} \cdot (IPk2_e + 174 \text{ dBm} - 10 \cdot \lg(B_{R,ZF}) - NF) \quad (Gl. 5-37)$$

ableiten.

Betrachtet man Gl. 5-35, so erkennt man, daß zur Erzielung eines hohen intermodulationsfreien Bereichs sowohl ein möglichst hoher Intercept-Punkt als auch ein möglichst niedriges Rauschmaß erforderlich sind. Zur schnellen Beurteilung des Dynamikbereichs eines Spektrumanalysators dient daher die sogenannte Figure of Merit (FOM). Es gilt:

$$FOM = IP3_e - NF \quad (Gl. 5-38)$$

Je höher der FOM-Wert, desto größer der maximal erreichbare intermodulationsfreie Bereich. Moderne Analysatoren der High-End-Klasse erreichen derzeit mit einem typischen Intercept-Punkt 3. Ordnung von 15 dBm und einem typischen Rauschmaß von 15 dB eine Figure of Merit von 0.

Die vorangegangenen Ausführungen zum Dynamikbereich bezogen sich stets auf den Signalpegel am Eingang des ersten Mischers. Ist der Signalpegel am Eingang des Spektrumanalysators höher als der optimale Mischerpegel, so muß der Pegel durch entsprechend hohe HF-Dämpfung abgesenkt werden. Die notwendige HF-Dämpfung läßt sich wie folgt berechnen:

$$a_{\text{HF}} = L_e - L_{\text{mix}} \quad (\text{Gl. 5-39})$$

mit	a_{HF}	HF-Dämpfung, in dB
	L_e	Signalpegel am Eingang des Spektrumanalysators, in dBm
	L_{mix}	einzustellender Mischerpegel, in dBm

Wichtig für die Einstellung des Mischerpegels ist die Abstufung der Eichleitung:

Beträgt in obigem Beispiel der Eingangspegel -17 dBm und die Abstufung der Eichleitung 10 dB, so kann der Signalpegel nur auf einen Mischerpegel von -37 dBm (bei 20 dB HF-Dämpfung) oder -47 dBm (bei 30 dB HF-Dämpfung) abgesenkt werden. Der intermodulationsfreie Bereich beträgt dann nur 92 dB ($L_{\text{mix}} = -47$ dBm) bzw. 88 dB ($L_{\text{mix}} = -37$ dBm). Um den maximalen intermodulationsfreien Bereich nutzen zu können, kann in diesem Fall der Pegel durch ein externes 5-dB-Dämpfungsglied auf -22 dBm abgesenkt werden. Bei einer HF-Dämpfung von 20 dB erhält man dann wieder den optimalen Mischerpegel von -42 dBm und einen intermodulationsfreien Bereich von 98 dB.

Für einige Spektrumanalysatoren ist deshalb auch eine Eichleitung mit 1-dB-Stufung erhältlich. Auf die Verwendung von externen Dämpfungsgliedern oder einer externen Eichleitung kann dann verzichtet werden.

Einflüsse von Phasenrauschen auf den Dynamikbereich

Wie in Kapitel 5.3 beschrieben, wird das Phasenrauschen der Lokoszillatoren durch reziprokes Mischen auf die Eingangssignale übertragen. Der Dynamikbereich für Phasenrauschmessungen wird daher besonders bei kleinen Trägerabständen durch das Phasenrauschen des Spektrumanalysators begrenzt, d.h. das zu messende Phasenrauschen des Meßobjekts muß in jedem Fall höher sein als das des Meßgeräts (siehe hierzu auch Kapitel 6.1, Phasenrauschmessungen).

Sollen schwache Signale in unmittelbarer Gegenwart sehr starker Signale dargestellt werden (z.B. bei Messung des Intercept-Punkts 3. Ordnung eines Meßobjekts), so ist auch hierfür ein möglichst geringes Phasenrauschen des Analysators notwendig. Andernfalls wird das schwache Eingangssignal unter Umständen durch das auf das starke Nachbarsignal übertragene Phasenrauschen überdeckt (siehe Bild 5-12 und dazugehöriges Beispiel). Das Phasenrauschen ist daher in solchen Fällen bei der Berechnung des Dynamikbereichs zu berücksichtigen.

Da das auf das Eingangssignal übertragene Phasenrauschen unabhängig vom Trägerpegel ist, läßt es sich nicht durch dessen Veränderung beeinflussen. In Bild 5-20 ist der Beitrag des Phasenrauschens dementsprechend durch eine waagrechte Linie eingetragen. Ist die Signalfrequenz größer als der Trägerabstand, in dem Messungen an schwachen Signalen durchgeführt werden sollen, so spielen Harmonische und Intermodulationsprodukte 2. Ordnung keine Rolle. In Bild 5-20 werden daher nur Intermodulationsprodukte 3. Ordnung berücksichtigt. Der Phasenrauschleistungpegel ist für die gegebene Auflösebandbreite zu berechnen. Es gilt:

$$L_{\text{PN,RBW}}(f_{\text{off}}) = L(f_{\text{off}}) + 10 \cdot \lg(B_{\text{R,ZF}}) \quad (\text{Gl. 5-40})$$

mit	$L_{\text{PN,RBW}}(f_{\text{off}})$	vom Trägerabstand abhängiges Phasenrauschen innerhalb der Bandbreite $B_{\text{R,ZF}}$, bezogen auf den Träger, in dBc
	$L(f_{\text{off}})$	vom Trägerabstand abhängiges Phasenrauschen, in dBc (1 Hz)
	$B_{\text{R,ZF}}$	Rauschbandbreite des ZF-Filters, in Hz
	f_{off}	Trägerabstand (Offset)

Zur Auswertung sind die Beiträge von thermischem Rauschen, Intermodulationsprodukten und Phasenrauschen linear zu addieren.

Die in Bild 5-20 dargestellte Summenkurve (L_{sum}) gilt für ein Phasenrauschen von -122 dBc (1 Hz), einen Intercept-Punkt 3. Ordnung von 7 dBm und ein Rauschmaß von $24,5$ dB. Die gewählte Auflösungsbreite von 10 kHz soll der Rauschbandbreite entsprechen. Maximaler Dynamikbereich wird bei dem Mischerpegel erreicht, bei dem die Summenkurve ihr Minimum hat.

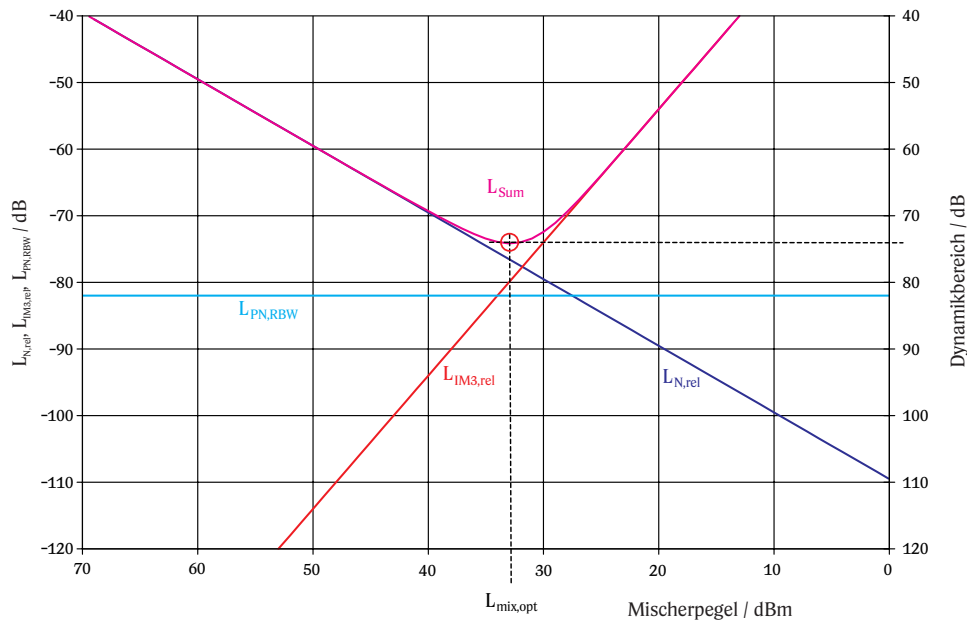


Bild 5-20 Dynamikbereich unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen, Phasenrauschen und Intermodulationsprodukten 3. Ordnung
 ($NF = 24,5$ dB, $IP3_e = 7$ dBm, $L(f_{off}) = -122$ dBc (1Hz), $B_{R,ZF} = 10$ kHz)

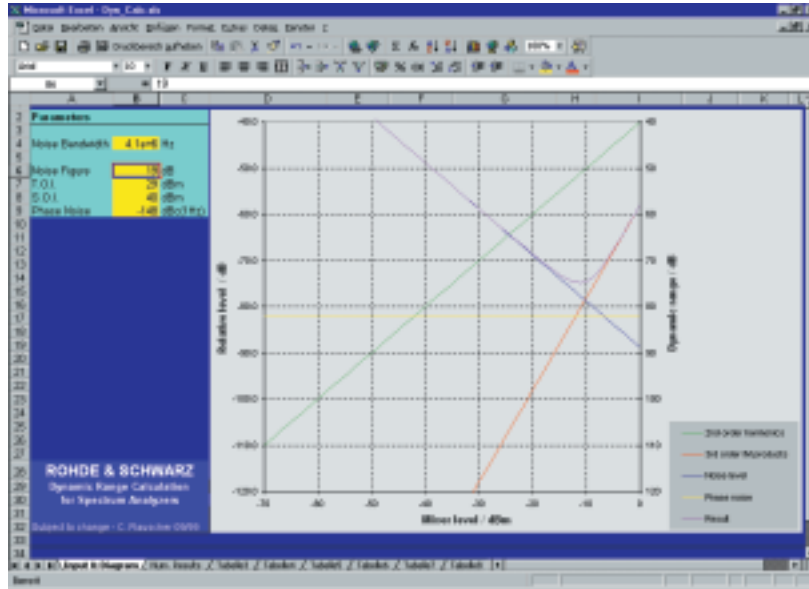
Auf ähnliche Weise wird auch die Dynamik bei Nachbarkanalleistungsmessungen durch das Phasenrauschen eingeschränkt. Weitere Erläuterungen zum Dynamikbereich bei dieser Art von Messung finden sich in Kapitel 6.3, Kanal- und Nachbarkanal-Leistungsmessung.

Zur einfachen Ermittlung des Dynamikbereichs in Abhängigkeit von Rauschmaß, Intercept-Punkt 3. Ordnung und Phasenrauschen des Spektrumanalysators steht ein Spreadsheet für MS Excel® 5.0 zur Verfügung (Datei DYN_CALC.XLS, siehe Bild 5-21), das über die R&S-Internetseiten

(www.rohde-schwarz.com) bezogen werden kann. Darin werden auch Harmonische 2. Ordnung berücksichtigt, wodurch der Dynamikbereich für nahezu jede Anwendung einfach berechnet werden kann. Das Spreadsheet besteht aus zwei Blättern:

- **Input & Diagram:** Eingabe von Rauschbandbreite, Rauschmaß, $IP3$, $IPk2$ und Phasenrauschen des Spektrumanalysators (siehe Bild 5-21a, gelb hinterlegte Felder links oben). Grafische Ausgabe des auf den Pegel des Eingangssignals bezogenen, relativen Rauschleistungspegels, Phasenrauschleistungspegels sowie die relativen Pegel der 2. Harmonischen und der Intermodulationsprodukte 3. Ordnung. Darüber hinaus wird auch die Summe der Beiträge von thermischem Rauschen, Phasenrauschen und Intermodulationsprodukten 3. Ordnung ausgegeben.
- **Num. Results:** Numerische Ausgabe der Ergebnisse, die grafisch im Blatt „Input & Diagram“ angezeigt werden.

Der einzugebende Wert für das Phasenrauschen hängt vom Frequenzabstand zum starken Eingangssignal ab, in dem ein schwaches Signal darzustellen ist.



a)

Noise level / dBm	2nd harmonic	Intermodulation products	Noise floor	Phase noise	Result / dB
-100	180.0	180.0	18.0	18.0	18.0
-90	190.0	190.0	19.0	19.0	19.0
-80	200.0	200.0	20.0	20.0	20.0
-70	210.0	210.0	21.0	21.0	21.0
-60	220.0	220.0	22.0	22.0	22.0
-50	230.0	230.0	23.0	23.0	23.0
-40	240.0	240.0	24.0	24.0	24.0
-30	250.0	250.0	25.0	25.0	25.0
-20	260.0	260.0	26.0	26.0	26.0
-10	270.0	270.0	27.0	27.0	27.0
0	280.0	280.0	28.0	28.0	28.0
10	290.0	290.0	29.0	29.0	29.0
20	300.0	300.0	30.0	30.0	30.0
30	310.0	310.0	31.0	31.0	31.0
40	320.0	320.0	32.0	32.0	32.0
50	330.0	330.0	33.0	33.0	33.0
60	340.0	340.0	34.0	34.0	34.0
70	350.0	350.0	35.0	35.0	35.0
80	360.0	360.0	36.0	36.0	36.0
90	370.0	370.0	37.0	37.0	37.0
100	380.0	380.0	38.0	38.0	38.0

b)

Bild 5-21 Spreadsheet DYN_CALC.XLS

- (a) Blatt „Input & Diagram“: Eingabefelder für Rauschbandbreite, Rauschmaß, IP3, IPk2 und Phasenrauschen sowie grafische Darstellung des resultierenden Dynamikbereichs.
- (b) Blatt „Num. Results“: Numerische Ausgabe der Ergebnisse

5.6 Störfestigkeit (immunity to interference)

Abhängig vom Signal am Eingang des Spektrumanalysators können im dargestellten Spektrum unerwünschte Komponenten in Erscheinung treten, bei denen für den Benutzer kein direkt ersichtlicher Zusammenhang zum Eingangssignal besteht. Für solche unerwünschten Komponenten gibt es verschiedene Ursachen, die im folgenden erläutert werden. Im Gegensatz zu Harmonischen oder Intermodulationsprodukten, die im Spektrumanalysator aufgrund von dessen Nichtlinearitäten entstehen, kann die Störfestigkeit in der Regel nicht durch einen optimierten Mischerpegel verbessert werden, sie ist meist unabhängig von der gewählten HF-Dämpfung.

Störfestigkeit	
Spiegelfrequenzfestigkeit	>70 dB
Zwischenfrequenz	>70 dB
Eigenempfang (f > 1 MHz, ohne Eingangssignal, 0 dB Dämpfung)	<-103 dBm
Sonstige Störsignale (mit Eingangssignal, Mischerpegel <-10 dBm, Δf > 100 kHz)	<-70 dBc

Bild 5-22 Typische Datenblattangaben zur Störfestigkeit

Spiegelempfangsstellen (image frequency)

Wie im Kapitel 4 beschrieben, ist die Umsetzung eines Signals durch Mischung nicht eindeutig. Bei gegebener LO-Frequenz besteht neben der erwünschten Empfangsstelle stets eine Spiegelempfangsstelle. Aus Gl. 4-4 und Gl. 4-5 lässt sich für die Frequenz dieser Spiegelempfangsstelle folgender Zusammenhang zur Eingangsfrequenz ableiten:

$$f_{sp} = f_e + 2 \cdot f_{1,ZF} \tag{Gl. 5-41}$$

Eingangssignale bei der Spiegelfrequenz sind, abhängig vom Konzept des Front Ends, wie in Kapitel 4.1 gezeigt mit geeigneten Filtern zu unterdrücken. Aufgrund der begrenzten Isolation von technisch realisierbaren Filtern ist die Unterdrückung nicht beliebig hoch. In obigem Datenblattauszug wird hierfür ein Wert von >70 dB spezifiziert.

Übertragen auf den in Kapitel 4 beschriebenen Analysator bedeutet dies, daß z.B. ein Eingangssignal mit einer Frequenz von 7100 MHz und einem Pegel von -10 dBm im dargestellten Spektrum zu einer Kom-

ponente bei 147,2 MHz mit einem Pegel von höchstens (-10 dBm - 70 dB) = -80 dBm führt.

Wie in Kapitel 4.1 gezeigt wurde, weist auch die zweite Umsetzung eine Spiegelfrequenz auf, die entsprechend zu unterdrücken ist. Für die Frequenz, die ein Eingangssignal haben muß, um auf die Spiegelfrequenz der zweiten Mischstufe umgesetzt und bei der Frequenz f_e sichtbar zu werden, läßt sich für den hier beschriebenen Analysator folgender Zusammenhang ableiten:

$$f_{Sp,2,ZF} = f_e + 2 \cdot f_{2,ZF} \quad (\text{Gl. 5-42})$$

mit	$f_{Sp,2,ZF}$	Nebenempfangsstelle aufgrund von Spiegelempfang der 2. ZF
	f_e	Frequenz, bei der die Nebenempfangsstelle im dargestellten Spektrum in Erscheinung tritt
	$f_{2,ZF}$	zweite Zwischenfrequenz

ZF-Durchschlag oder Empfang auf der Zwischenfrequenz (intermediate frequency)

Aufgrund der begrenzten Isolation zwischen HF-Eingang und ZF-Ausgang des ersten Mixers können Eingangssignale direkt, d.h. ohne umgesetzt zu werden, auf die ZF-Ebene gelangen (siehe auch Kapitel 4.1) - man spricht dann von ZF-Durchschlag. Entspricht die Frequenz eines Eingangssignals dabei der ersten Zwischenfrequenz, so wird es unabhängig von der LO-Frequenz und damit im gesamten Frequenzbereich des dargestellten Spektrums abgebildet. Durch entsprechende Filter, die ohnehin zur Spiegelfrequenzunterdrückung benötigt werden, sind solche Signale daher vor dem ersten Mixer zu unterdrücken. In dem hier beschriebenen Analysator geschieht dies durch den Eingangstiefpaß (3) im HF-Eingangsteil bis 3 GHz bzw. durch das mitlaufende Bandpaß-Filter (20) im Eingangsteil für den Frequenzbereich über 3 GHz. Die zu unterdrückenden Signale liegen dementsprechend bei 3476,4 MHz bzw. 404,4 MHz.

In obigem Datenblattauszug ist für die Störfestigkeit bei der Zwischenfrequenz ein Wert von >70 dB angegeben. Dies bedeutet, daß ein Eingangssignal mit einer Frequenz von 3476,4 MHz und einem Pegel von -10 dBm im Frequenzbereich von 9 kHz bis 3 GHz zu einer Anzeige von maximal -80 dBm führt.

Eigen- und Nebenempfangsstellen (spurious responses)

Eigenempfangsstellen

Eigenempfangsstellen sind Signale im dargestellten Spektrum, die im Spektrumanalysator selbst entstehen. Ursachen hierfür sind z.B. Taktsignale von Mikroprozessoren, die sich unter Umständen über Versorgungsspannungen ausbreiten und in die analoge Signalverarbeitung eingekoppelt werden. Es ist zu unterscheiden, ob Eigenempfangsstellen permanent vorhanden sind oder nur dann auftreten, wenn am Eingang des Spektrumanalysators ein Signal anliegt. Zu letzterer Gruppe gehören unter anderem auch Nebenlinien der Lokaloszillatoren, die nur bei vorhandenem Eingangssignal in Erscheinung treten. Datenblattangaben zu solchen vom Eingangssignal abhängigen Eigenempfangsstellen sind dementsprechend bezogen auf den Trägerpegel des Eingangssignals, also in dBc. In dem in Bild 5-22 dargestellten Datenblattauszug werden hierfür beispielsweise -70 dBc angegeben, während für die vom Eingangssignal unabhängigen Eigenempfangsstellen -103 dBm spezifiziert wird.

Nebenempfangsstellen

Wie in Kapitel 5.2, Nichtlinearitäten, gezeigt wurde, entstehen u.a. im ersten Mixer des Spektrumanalysators Harmonische des Eingangssignals, die bei genügend hohem Eingangspegel auch bei der Darstellung der Meßkurve in Erscheinung treten. Mit der Grundwelle, aber auch mit Harmonischen des LO-Signals, werden Harmonische des Eingangssignals gemäß Gl. 4-1 gegebenenfalls auf die erste Zwischenfrequenz umgesetzt. Bei Eingangsfrequenzen $f_{e,N}$, für die Gl. 4-1 mit $m \geq 1$ und $n > 1$ bei gegebener ZF und gegebenem LO-Frequenzbereich erfüllt wird, spricht man von Nebenempfangsstellen.

Beispiel:

Ein Spektrumanalysator für den Frequenzbereich von 10 MHz bis 5 GHz setzt das Eingangssignal mit Hilfe eines LO-Signals, das zwischen 5,81 GHz und 10,8 GHz abstimbar ist, auf eine hohe erste Zwischenfrequenz von 5,8 GHz um. Ein Signal von 3,87 GHz wird eingespeist und bei dieser Frequenz auch angezeigt. Gleichzeitig entstehen aber im ersten Mixer des Analysators auch Harmonische höherer Ordnung dieses Signals. Die 3. Harmonische liegt zum Beispiel bei 11,61 GHz. Stimmt man den Analysator nun auf eine Eingangsfrequenz von 10 MHz ab, so beträgt die LO-

Frequenz 5,81 GHz. Die 3. Harmonische des Eingangssignals wird dadurch auf die ZF umgesetzt:

$$f_{ZF} = 3 \cdot f_e - f_{LO} = 3 \cdot 3,87 \text{ GHz} - 5,81 \text{ GHz} = 5,80 \text{ GHz}$$

Das Eingangssignal bei 3,87 GHz führt daher im dargestellten Spektrum auch zu einer Komponente bei 10 MHz.

Solche Nebenempfangsstellen sind konzeptbedingt. Damit die daraus resultierenden unerwünschten Signale im angezeigten Spektrum nicht störend in Erscheinung treten, sind an den ersten Mischer eines Spektrumanalysators besonders hohe Anforderungen an die Linearität, also den Intercept-Punkt zu stellen. Gleichzeitig sollte der Mischerpegel nicht unnötig hoch sein, was durch eine entsprechende Einstellung der HF-Dämpfung erreicht werden kann.

5.7 LO-Durchschlag

In passiven Mischern, wie sie in Spektrumanalysatoren zur ersten Umsetzung des Eingangssignals üblich sind, wird aufgrund begrenzter Isolation das LO-Signal in den ZF-Pfad eingekoppelt. Betrachtet man das Blockschaltbild des hier beschriebenen Analysators (siehe Ausklappseite), so erkennt man, daß bei Umsetzung sehr niederfrequenter Eingangssignale (z. B. 9 kHz) die Frequenz des LO-Signals (hier 3476,409 MHz) nahezu der ersten Zwischenfrequenz entspricht. Besonders bei großen Auflösungsbandbreiten ($0,5 \cdot B_{ZF} > f_e$) wird das in den ZF-Pfad eingekoppelte LO-Signal daher nicht oder kaum durch das ZF-Filter unterdrückt. Das LO-Signal gelangt somit an den Detektor und wird zur Anzeige gebracht (siehe Bild 5-23), man spricht dabei von LO-Durchschlag. Aufgrund des Phasenrauschens des LO-Signals erhält man dadurch nahe der minimalen Startfrequenz eine höhere mittlere Rauschanzeige, wodurch die Empfindlichkeit in diesem Frequenzbereich verringert wird. Der LO-Durchschlag wird meist nicht explizit in Datenblättern angegeben. Dessen Auswirkung ist aber aus der spezifizierten Rauschanzeige für den Frequenzbereich nahe Null zu erkennen.

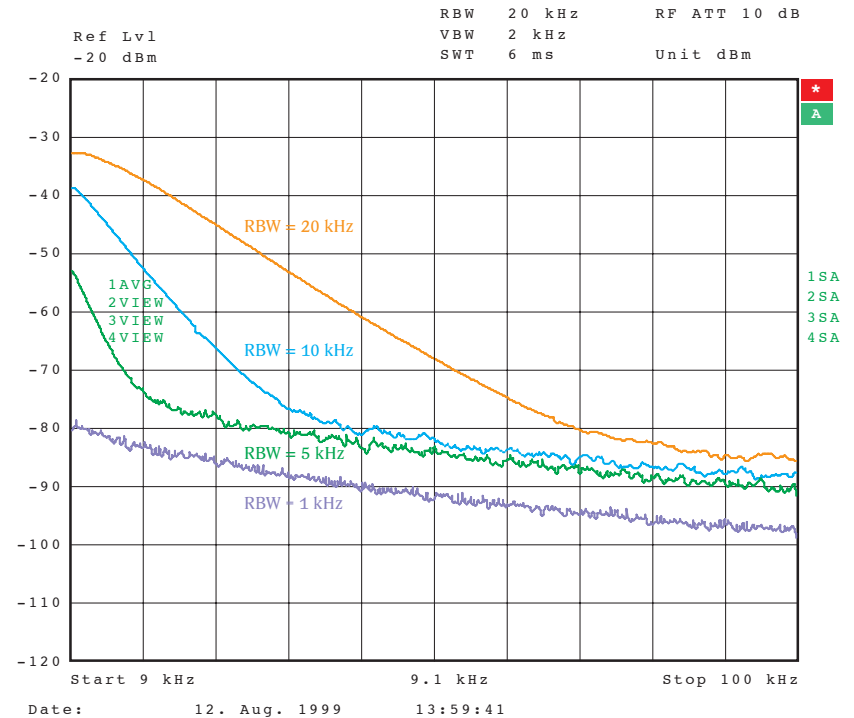


Bild 5-23 LO-Durchschlag in Abhängigkeit von der eingestellten Auflösungsbandbreite

Durch Verringern der Auflösungsbandbreite kann der LO-Durchschlag reduziert werden, siehe Bild 5-23. Bei Spektrumanalysatoren mit einer sehr niedrigen Eingangsfrequenzgrenze (z. B. 20 Hz) ist das aber nur begrenzt möglich. Durch die hier erforderlichen sehr schmalen Auflösungsbandbreiten erhöht sich zudem die Sweep-Zeit drastisch. Bei solchen Analysatoren werden daher oft aufwendigere schaltungstechnische Maßnahmen zur Verringerung des LO-Durchschlags realisiert. Das LO-Signal kann z. B. zusätzlich gegenphasig in den ZF-Pfad eingekoppelt werden, was zur teilweisen Auslöschung und somit zur LO-Unterdrückung führt.

5.8 Filtereigenschaften

Die wichtigen Eigenschaften sowie die verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten von Auflösungsfiltern wurden bereits in Kapitel 4.2 beschrieben.

Neben dem Formfaktor, der die Selektionseigenschaften bestimmt, sind auch die minimale und maximale verfügbare Auflösungsbreite eines Spektrumanalysators von Bedeutung. Besonders für Messungen, die eine hohe Empfindlichkeit voraussetzen, sind sehr schmale Bandbreiten notwendig (siehe Kapitel 5.1), während Pulsmessungen und Messungen im Zeitbereich (Kapitel 6.2 bzw. 6.3) sehr große Auflösungsbreiten erfordern.

Um kürzere Sweep-Zeiten zu ermöglichen, sind für schmale Auflösungsbreiten FFT-Filter vorteilhaft. Gleichzeitig ist jedoch wichtig, daß stattdessen auch analoge und digitale Filter gewählt werden können, da z.B. Pulsmessungen mit FFT-Filtern unter Umständen nicht ohne weiteres durchführbar sind (siehe auch Kapitel 3.1).

Für Anwendungen, bei denen ein Signalpegel auf die Meßbandbreite bezogen wird, ist die Genauigkeit der Bandbreite wichtig. Sie wird üblicherweise in % angegeben. Ihre Berücksichtigung bei der Berechnung des Meßfehlers ist in Kapitel 5.10, Pegelmeßgenauigkeit, beschrieben.

5.9 Frequenzgenauigkeit

Wie in Kapitel 4 bereits angedeutet, sind in modernen Spektrumanalysatoren alle Lokalszillatoren über Phasenregelkreise an einen stabilen Referenzfrequenzoszillator angebunden. Die Frequenzgenauigkeit des Spektrumanalysators entspricht daher der Genauigkeit dieser Referenz und wird auch von deren Temperatur- und Langzeitstabilität beeinflusst.

Solche Referenzen, meist mit einer Frequenz von 10 MHz, sind als temperaturkompensierte Quarzoszillatoren (TCXOs) oder Ofenquarzreferenzen (OCXOs) ausgeführt. Die dadurch generierte Referenzfrequenz ist von der Umgebungstemperatur abhängig und verändert sich zudem aufgrund von Alterung während des Betriebs. Um eine hohe Absolutgenauigkeit bei Frequenzmessungen mit Hilfe eines Spektrumanalysators zu gewährleisten, ist daher ein regelmäßiger Abgleich der Referenzfrequenz notwendig. Bei modernen Analysatoren ist dies mit Hilfe eines D-A-Wandlers möglich und kann vom Benutzer durchgeführt werden, sofern ein Frequenzzähler oder ein Signal mit bekannter Frequenz verfügbar ist.

Referenzfrequenz intern (nominal)	
Alterung pro Jahr ¹⁾	$1 \cdot 10^{-6}$
Temperaturdrift (+5 °C ... 45 °C)	$1 \cdot 10^{-6}$
mit Option OCXO	
Alterung pro Jahr ¹⁾	$1 \cdot 10^{-7}$
Temperaturdrift (+5 °C ... 45 °C)	$1 \cdot 10^{-8}$

1) Nach 30 Tagen Einlaufzeit.

Bild 5-24 Typische Angaben zur Frequenzgenauigkeit eines Spektrumanalysators

Bild 5-24 zeigt einen Datenblattauszug zur Frequenzgenauigkeit eines Spektrumanalysators. Es wird darin zwischen der Genauigkeit des Grundgeräts und der Genauigkeit bei optional eingebauter Ofenquarzreferenz unterschieden. Man erkennt, daß mit OCXOs eine erheblich höhere Temperaturstabilität sowie eine deutlich niedrigere Temperaturdrift erreicht wird. Der Gesamtfrequenzfehler setzt sich aus der Temperaturdrift und der Langzeitstabilität zusammen. Letztere gilt allerdings nur, wenn das Gerät nicht ausgeschaltet wird, also permanent in Betrieb ist. Wird das Gerät (bzw. der OCXO) aus- und wieder eingeschaltet, so findet ein neuer Frequenzeinlauf (Retrace) statt [5-4], wodurch die Oszillatorfrequenz einen anderen Wert annimmt.

5.10 Pegelmeßgenauigkeit

Die Messung von Signalpegeln ist stets mit einer gewissen Meßunsicherheit behaftet. Bei Pegelmessungen mit Spektrumanalysatoren setzt sich diese Unsicherheit aus verschiedenen Beiträgen zusammen. Die Geräte werden daher vor der Auslieferung beim Hersteller kalibriert, indem man die einzelnen Fehlerbeiträge aufnimmt und im Gerät abspeichert. Bei der Pegeldarstellung werden sie rechnerisch berücksichtigt, wodurch die Genauigkeit steigt.

Da die Eigenschaften des Analysators auch einer Temperaturdrift und Alterung unterliegen, verfügen die meisten Analysatoren darüber hinaus über eine interne, temperaturstabile Signalquelle (43) sowie über Funktionen zum Selbstabgleich, mit denen besonders kritische Fehlerbeiträge während des Betriebs ermittelt und entsprechende Korrekturen vorgenommen werden können.

Um geringe Pegelfehler sicherzustellen, ist dennoch eine regelmäßige Kalibrierung (meist beim Hersteller) notwendig, da auch die zum Selbstabgleich verwendete Signalquelle im Analysator einer – wenn auch geringen – Alterung unterliegt und Parameter wie z.B. der Frequenzgang nur mit Hilfe externer Meßmittel aufgenommen werden können. In Datenblättern von Spektrumanalysatoren ist daher auch ein empfohlenes Kalibrierintervall angegeben, in dem diese werkseitige Kalibrierung durchgeführt werden soll.

Die Kalibrierung beim Hersteller ist ebenfalls mit gewissen Meßunsicherheiten behaftet, weshalb auch die ermittelten Kalibrierwerte diese Unsicherheit aufweisen. In Datenblättern von Spektrumanalysatoren werden sie daher als Pegelfehler angegeben. Die einzelnen Fehlerquellen werden im folgenden erläutert. Systematische Meßfehler aufgrund von zu geringem Signal-Rausch-Abstand werden dabei nicht berücksichtigt. Sie sind getrennt davon zu betrachten. Am Ende dieses Kapitels findet sich eine eingehende Erläuterungen hierzu.

5.10.1 Fehlerbeiträge

Max. Abweichung der Pegelmessung	
bei 128 MHz, -30 dBm (HF-Dämpfung 10 dB, RBW 10 kHz, Ref.-Pegel -20 dBm)	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Frequenzgang	
≤50 kHz	±0,5/-1,0 dB
50 kHz ... 3 GHz	-0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
3 GHz ... 7 GHz	-2,0 dB ($\sigma = 0,7$ dB)
Frequenzgang mit eingeschalteter elektronischer Eichleitung	
10 MHz ... 3 GHz	<-1 dB ($\sigma = 0,33$ dB)
3 GHz ... 7 GHz	-2,0 dB ($\sigma = 0,7$ dB)
Eichleitung	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Referenzpegelumschaltung	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Linearität der Anzeige Log/Lin (S/N >16 dB)	
RBW ≤100 kHz	
0 dB ... -70 dB	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
-70 dB ... -90 dB	-0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
RBW ≥300 kHz	
0 dB ... -50 dB	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
-50 dB ... -70 dB	-0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
Bandbreitenumschaltung (bezogen auf RBW = 10 kHz)	
10 Hz ... 100 kHz	<-0,1 dB ($\sigma = 0,03$ dB)
300 kHz ... 10 MHz	-0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
FFT 1 Hz ... 3 kHz	-0,2 dB ($\sigma = 0,03$ dB)

Bild 5-25 Typische Datenblattangaben zum Pegelmeßfehler eines Spektrumanalysators

Absoluter Pegelfehler

Aufgrund von Temperaturdrift oder Alterung variiert die Gesamtverstärkung der analogen Signalverarbeitungsstufen eines Spektrumanalysators. Um den dadurch entstehenden Pegelfehler zu korrigieren, kann am Eingang des Analysators – also noch vor der Eichleitung – wie im Blockschaltbild auf der Ausklappseite zu erkennen, ein Signal eingespeist werden. Ist dessen Pegel bekannt, so läßt sich das tatsächliche Übertragungsmaß der analogen Stufen ermitteln und Pegelfehler durch Temperaturdrift oder Alterung kompensieren. Voraussetzung hierfür ist ein über den gesamten Temperaturbereich des Analysators konstanter Signalpegel. Die Stabilität der zum Selbstabgleich verwendeten, im Analysator enthaltenen Signalquelle ist maßgebend für dessen Absolutgenauigkeit. Für genaue Pegelmessungen im gesamten Temperaturbereich ist nach einer im Datenblatt spezifizierten Einlaufzeit des Analysators (z.B. 30 Minuten) die vorgesehene Selbstabgleichfunktion aufzurufen, mit der oben beschriebener Fehler ermittelt und im Meßbetrieb dann korrigiert wird.

Die Frequenz des zum Selbstabgleich verwendeten Signals ist in der Regel konstant, d.h. das Übertragungsmaß der Signalverarbeitungsstufen bis einschließlich des ersten Mischers kann nur bei einer Frequenz ermittelt werden. Der absolute Pegelfehler ist daher nur für diese Frequenz (hier 128 MHz) gültig. Die Meßunsicherheit erhöht sich um den Frequenzgang (siehe nächster Absatz), wenn bei einer anderen Frequenz gemessen werden soll.

Da auch Parameter wie gewählte ZF-Bandbreite, HF-Dämpfung, ZF-Verstärkung (eingestellt über den Referenzpegel) und Linearität des Logarithmierers in die Genauigkeit eingehen, werden bei der Spezifikation des absoluten Pegelfehlers diese Daten mit angegeben.

Die Angaben in obigem Datenblatt sind daher nur für einen Pegel von -30 dBm (entspricht dem Pegel der Kalibrierquelle), einer HF-Dämpfung von 10 dB, einem Referenzpegel von -20 dBm und einer Auflösebandbreite von 10 kHz gültig.

Frequenzgang (frequency response)

Fehler aufgrund des Frequenzgangs gehen dann in die Gesamtmeßunsicherheit ein, wenn Pegelmessungen nicht bei der Frequenz der zum Selbstabgleich verwendeten Signalquelle, hier z.B. 128 MHz, durchgeführt werden.

Für Frequenzbereiche, in deren Signalpfad im Analysator ein YIG-Filter enthalten ist (in diesem Beispiel z.B. über 3 GHz), sind meist zusätzliche Randbedingungen zur Erreichung des angegebenen Werts einzuhalten. Aufgrund des magnetischen Kreises weisen YIG-Filter eine gewisse Trägheit auf, darüber hinaus auch eine gewisse Temperaturdrift der Mittenfrequenz. Es wird daher nicht immer der gleiche Punkt der Übertragungsfunktion „getroffen“, d.h. die Einfügedämpfung des Filters kann aufgrund von Welligkeit im Durchlaßbereich variieren.

Spektrumanalysatoren weisen daher oft eine sogenannte Peaking-Funktion auf. Liegt am Eingang des Analysators ein Signal an, so kann damit die Mittenfrequenz auf maximalen Signalpegel feinabgeglichen werden, was die Pegelgenauigkeit erhöht.

Während dieses Feinabgleichs wird das YIG-Filter nur in einem sehr kleinen Frequenzbereich mit vergleichsweise niedriger Geschwindigkeit eingestellt. Aufgrund des dynamischen Verhaltens von YIG-Filtern wird besonders bei sehr hohen Sweep-Geschwindigkeiten während des Meß-Betriebs der im Feinabgleich ermittelte Punkt wiederum nicht exakt getroffen. Bei sehr kurzen Sweep-Zeiten (hier z.B. < 10 ms/GHz) entsteht daher ein zusätzlicher Fehler.

Linearitätsfehler (linearity error oder display nonlinearity)

Der Linearitätsfehler gibt Aufschluß über die Anzeigelinearität. Eine Veränderung des Eingangspegels um n dB führt im Idealfall zu einer Änderung des Anzeigepegels um ebenfalls n dB. Der Linearitätsfehler gibt die maximale Abweichung von der erwarteten Änderung des Anzeigepegels an.

Bei logarithmischer Pegeldarstellung wird dieser Fehler maßgeblich durch den Logarithmierer bestimmt. Es wird dabei oft der maximale Fehler gültig für einen bestimmten Pegelbereich bezogen auf den Referenzpegel spezifiziert - in Bild 5-25 z.B. < 0,2 dB für Anzeigepegel, die bis zu 70 dB unter dem Referenzpegel liegen (bei Verwendung von Auflösungsbreiten ≤ 100 kHz). Bei einer beliebigen Pegeländerung innerhalb dieses Bereichs weicht der Anzeigewert vom erwarteten Wert um maximal den spezifizierten Wert ab.

Ebenso ist aber auch die Angabe des maximalen Gesamtlinearitätsfehlers abhängig vom Anzeigepegel und bezogen auf den Referenzpegel üblich. Beispiel:

Für den Pegelbereich 0 dB bis 70 dB unter dem Referenzpegel beträgt der maximale Linearitätsfehler $0,3 \text{ dB} + 0,01 \cdot (\text{Abstand zum Referenzpegel})$. Der Fehler bei der Darstellung eines Signals, dessen Anzeigepegel 70 dB unter dem Referenzpegel liegt, beträgt somit $0,3 \text{ dB} + 0,01 \cdot 70 \text{ dB} = 1 \text{ dB}$.

Der auf diese Art spezifizierte Pegelfehler ist besonders für Absolutpegelmessungen von Bedeutung. Für relative Pegelmessungen hingegen ist die Abweichung der Anzeigepegeländerung von der erwarteten Pegeländerung von Interesse, die zusätzlich angegeben werden muß. Die Angabe erfolgt meist als max. Fehler für eine bestimmte Pegeländerung, also z.B. 0,4 dB / 4 dB (0,4 dB Abweichung bei einer Pegeländerung um 4 dB).

Bei Darstellung im linearen Maßstab wird der Linearitätsfehler in Prozent bezogen auf den Referenzpegel angegeben.

Eichleitungsfehler (attenuator error)

Die verschiedenen Eichleitungseinstellungen sind mit einem gewissen Fehler behaftet. In modernen Geräten wird dieser Fehler im Rahmen des Selbstabgleichs ermittelt und bei der Anzeige korrigiert. Der für den Eichleitungsfehler spezifizierte Wert ist als Restfehler aufgrund von Langzeiteffekten wie z.B. Drift durch Temperaturveränderungen zu verstehen.

ZF-Verstärkungsfehler bzw. Fehler des Referenzpegels

(IF gain error oder error of reference level setting)

Ebenso wie die Einstellung der Eichleitung ist auch die Einstellung der ZF-Verstärkung mit Fehlern verbunden. Da die ZF-Verstärkung nur indirekt über den Referenzpegel eingestellt werden kann, spricht man dabei auch vom Referenzpegelfehler. Neben der Angabe des maximalen Fehlers, wie z.B. in Bild 5-25, wird der Fehler oft auch in Abhängigkeit vom eingestellten Referenzpegel angegeben. Beispiel:

Der maximale Referenzpegelfehler bei einem Referenzpegel von -20 dBm ist 0,3 dB. Bei anderen Referenzpegeln gilt für den Fehler $0,3 \text{ dB} + 0,01 \cdot (\text{Abweichung vom Referenzpegel} - 20 \text{ dBm})$. Wird der Referenzpegel also beispielsweise auf +10 dBm gesetzt, so beträgt der maximale Referenzpegelfehler $0,3 \text{ dB} + 0,01 \cdot (+10 \text{ dBm} - (-20 \text{ dBm})) = 0,6 \text{ dB}$.

Pegelfehler der Bandbreitenumschaltung (bandwidth switching error)

Auch bei der Umschaltung zwischen verschiedenen Auflösbandbreiten kommt es zu Pegelunsicherheiten, die zu berücksichtigen sind. Ebenso wie der Eichleitungsfehler oder der ZF-Verstärkungsfehler kann diese Unsicherheit im Rahmen des Selbstabgleichs ermittelt und durch Korrekturrechnung berücksichtigt werden. Der angegebene Fehler entspricht wiederum der Restunsicherheit bedingt durch Langzeiteffekte wie z.B. Temperaturdrift.

Einfluß von Bandbreitenfehlern

Unter Bandbreitenfehlern versteht man die Abweichung der tatsächlichen von der eingestellten Auflösbandbreite. Ein angegebener Bandbreitenfehler von 5 % bedeutet bei einer eingestellten Auflösbandbreite von z.B. 10 kHz, daß die tatsächliche Bandbreite zwischen 9,5 kHz und 10,5 kHz variieren kann. Dieser Fehler ist nur für Anwendungen von Bedeutung, bei denen die gemessene Leistung auf die Meßbandbreite bezogen werden oder die Meßbandbreite für weitere Berechnungen bekannt sein muß. Dies ist z.B. bei (Phasen-)Rauschmessungen oder Kanalleistungsmessungen (siehe Kapitel 6.3) der Fall.

Aus dem prozentualen Bandbreitenfehler läßt sich der resultierende Pegelfehler berechnen. Für Rauschen oder rauschähnliche Signale gilt:

$$\Delta L_{RBW} / dB = 10 \cdot \lg \left\{ 1 - \left(\frac{\Delta_{RBW} / \%}{100} \right)^2 \right\} \tag{Gl. 5-43}$$

mit ΔL_{RBW} Pegelfehler aufgrund des Bandbreitenfehlers
 Δ_{RBW} Bandbreitenfehler

Fehler aufgrund von Fehlanpassung

Ein idealer Spektrumanalysator mit einem Eingangsreflexionsfaktor von 0 würde die gesamte ihm angebotene Eingangsleistung unabhängig von der Ausgangsimpedanz der Signalquelle absorbieren.

Da der Reflexionsfaktor am Eingang eines realen Analysators jedoch > 0 ist, kommt es zur Fehlanpassung. Das Ergebnis der Messung ist somit auch abhängig vom Ausgangsreflexionsfaktor der Quelle, der in der Regel ebenfalls > 0 ist. Für die Meßunsicherheit M_U aufgrund von Fehlanpassung gilt:

$$M_U = 100 \cdot \{(1 \pm r_s \cdot r_l)^2 - 1\} \tag{Gl. 5-44}$$

mit M_U Meßunsicherheit, in %
 r_s Betrag des Reflexionsfaktors der Quelle
 r_l Betrag des Reflexionsfaktors des Spektrumanalysators

Näherungsweise gilt:

$$M_U \approx \pm 200 \cdot r_s \cdot r_l \tag{Gl. 5-45}$$

Im Gegensatz zu Leistungsmeßgeräten werden bei Spektrumanalysatoren Pegelfehler in dB angegeben. Gl. 5-44 kann hierzu in den Ausdruck

$$\Delta L_r = 20 \cdot \lg(1 - r_s \cdot r_l) \tag{Gl. 5-46}$$

mit ΔL_r Pegelfehler aufgrund von Fehlanpassung, in dB

umgeformt werden.

Angaben zur Eingangsanpassung eines Analysators oder zur Ausgangsanpassung eines Meßobjekts werden jedoch häufig als VSWR (Voltage Standing Wave Ratio, Spannungs-Stehwellenverhältnis) oder als Rückflußdämpfung angegeben. Die Beträge der entsprechenden Reflexionsfaktoren lassen sich aus solchen Angaben wie folgt berechnen:

$$r = \frac{s - 1}{s + 1} \tag{Gl. 5-47}$$

mit r Reflexionsfaktor
 s VSWR

bzw.

$$r = 10^{-\frac{a_r}{20}}$$

mit a_r Rückflußdämpfung, in dB

Mit Gl. 5-47 wird Gl. 5-46 zu

$$\Delta L_r = 20 \cdot \lg \left(1 - \frac{s_s - 1}{s_s + 1} \cdot \frac{s_l - 1}{s_l + 1} \right) \tag{Gl. 5-48}$$

Verbesserung der Eingangsanpassung

Die HF-Dämpfung eines Spektrumanalysators sollte – sofern die Empfindlichkeit ausreichend ist – immer auf mindestens 10 dB eingestellt sein. Hierdurch wird nicht nur der erste Mischer gegen Zerstörung durch zu hohe Eingangssignale geschützt, sondern auch die Eingangsanpassung erhöht:

Wird einem Zweitor mit einer Rückflußdämpfung am Eingang von z. B. $a_r = 10$ dB ein ideales Dämpfungsglied mit der Dämpfung $a = 6$ dB vorgeschaltet, so beträgt die Rückflußdämpfung $a_{r,ges}$ der Gesamtanordnung $a_r + 2 \cdot a$, also hier 22 dB. In Bild 5-26 ist dies für einen Spektrumanalysator dargestellt.

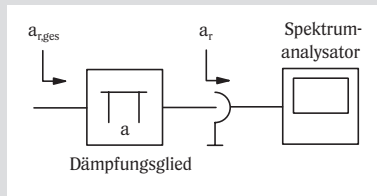


Bild 5-26 Verbesserung der Eingangsanpassung eines Spektrumanalysators durch Vorschalten eines Dämpfungsglieds

Die Rückflußdämpfung von realen Dämpfungsgliedern, also auch der Eichleitung eines Spektrumanalysators, ist begrenzt, d. h. die theoretische Verbesserung wird unter Umständen nicht erreicht. Dennoch ist die Eingangsanpassung einer Eichleitung in der Regel deutlich besser als die des breitbandigen ersten Mixers. Besonders bei Messungen an Objekten mit schlechter Ausgangsanpassung wird durch eine Eichleitungseinstellung von ≥ 10 dB auch die Pegelmeßgenauigkeit deutlich erhöht.

In Spektrumanalysatoren kann die HF-Dämpfung in der Regel an den Referenzpegel gekoppelt werden. Jedoch wird in dieser gekoppelten Betriebsart selbst bei sehr niedrigem Referenzpegel aus obigen Gründen stets eine minimale HF-Dämpfung von z. B. 10 dB eingestellt.

5.10.2 Berechnung der Gesamtmeßunsicherheit

Welche Fehlerquellen in die Gesamtmeßunsicherheit eingehen, ist von der Art der Messung abhängig. Im folgenden wird dies für häufige Meßaufgaben erläutert.

Messung des Absolutpegels

Soll der Absolutpegel eines Sinussignals gemessen werden, so gehen in der Regel folgende Beiträge in die Gesamtmeßunsicherheit ein:

- Absoluter Pegelfehler
- Frequenzgang
(nur wenn die Signalfrequenz deutlich von der Frequenz der internen Kalibrierquelle abweicht)
- Eichleitung
(nur wenn die Eichleitungseinstellung von der bei der Datenblattangabe zum Absolutfehler angegebenen abweicht)
- ZF-Verstärkung
(nur wenn der eingestellte Referenzpegel von dem bei der Datenblattangabe zum Absolutfehler angegebenen abweicht)
- Linearität
Der zu berücksichtigende Linearitätsfehler ist davon abhängig, wie weit der Eingangssignalpegel unter dem Referenzpegel liegt.
- Bandbreitenumschaltung
(nur wenn die eingestellte Bandbreite von der bei der Datenblattangabe zum Absolutfehler angegebenen abweicht)

Bei Rausch- oder Kanalleistungsmessungen ist zusätzlich der Bandbreitenfehler zu berücksichtigen.

Relative Pegelmessung

Bei der Messung des Pegelunterschieds zwischen zwei Sinussignalen sind die nachfolgenden Fehlerbeiträge zu berücksichtigen.

- **Frequenzgang**
(nur wenn die Signalfrequenz zwischen den einzelnen Messungen deutlich variiert)
- **Eichleitung**
Wird die Eichleitungseinstellung während der Messung nicht verändert, so ist dieser Beitrag nicht zu berücksichtigen.
- **ZF-Verstärkung**
Wird der Referenzpegel während der Messung nicht verändert, so ist dieser Beitrag nicht zu berücksichtigen.
- **Linearität**
- **Bandbreitenumschaltung**
Wird die Bandbreite während der Messung nicht verändert, so ist dieser Beitrag nicht zu berücksichtigen.

Bei Rausch- oder Kanalleistungsmessungen ist zusätzlich der Bandbreitenfehler zu berücksichtigen, sofern die Auflösebandbreite zwischen den Messungen verändert wird.

Um bei relativer Pegelmessung den Meßfehler zu minimieren, sollten Auflösebandbreite, Eichleitungseinstellung (HF-Dämpfung) und Referenzpegel während der Messung nicht verändert werden. Es gehen dann nur mehr der Linearitätsfehler und ggf. der Frequenzgang in die Gesamtmeßunsicherheit ein.

Tabelle 5-2 zeigt für weitere typische Messungen, welche Fehlerbeiträge jeweils zu berücksichtigen sind. Aus den einzelnen Beiträgen läßt sich ein maximaler Fehler (worst case) durch einfache Addition der relevanten Einflußgrößen berechnen. Der so errechnete Maximalfehler hat ein Vertrauensniveau von 100 %, d.h. der bei einer Messung tatsächlich auftretende Fehler überschreitet nie die berechneten Fehlergrenzen.

In der Praxis stellt man jedoch fest, daß der Maximalfehler nur selten erreicht wird. Wenn sich der Gesamtfehler aus vielen Einzelfehlern zusammensetzt, die voneinander unabhängige Ursachen haben, so ist es statistisch ein sehr seltenes Ereignis, daß bei einer Messung sämtliche Einzelfehler gleichzeitig mit ihrem maximalen Wert und gleichem Vorzeichen auftreten.

Messung	Absolutpegel eines CW-Signals	Harmomonischenabstand	Abstand von Intermodulationsprodukten 3. Ordnung (trägemah)	Intercept-Punkt 3. Ordnung	Kanalleistung	Relative Nachbarkanalleistung	Leistung im Zeitbereich (z. B. bei TDMA-Signalen), relativ	Phaseraussehen bei großem Trägerabstand mit Veränderung von HF-Dämpfung und Referenzpegel	Phaseraussehen, trägemah
Fehlerbeitrag									
Absolutfehler	•			•	•				
Frequenzgang	•	•		•	•				
Eichleitungsfehler	•			•	•			•	
ZF-Verstärkungsfehler	•			•	•			•	
Linearitätsfehler	•		•	•	•	•	•		•
Fehler der Bandbreitenumschaltung	•			•	•				•
Bandbreitenfehler					•				•
Fehler aufgrund begrenzter Anzahl von Meßwerten					•	•		•	
Fehlpassung	•			•	•				

Tabelle 5-2 Fehlerbeiträge bei üblichen Messungen mit einem Spektrumanalysator

Wesentlich praxisnäher ist daher die Berechnung des Gesamtfehlers mit einem gewissen Vertrauensniveau, üblicherweise von 95 % oder 99 %. Eine solche Berechnung ist zulässig, wenn sich der Gesamtfehler aus mehreren Teilbeiträgen gleicher Größenordnung zusammensetzt.

Die Verteilung der einzelnen Fehlerbeiträge ist abhängig von der Art des Fehlers. Die folgenden Erläuterungen hierzu sind an [5-5] angelehnt.

Für zufällige Fehler, also für alle oben aufgeführten außer solchen durch Fehlanpassung, wird eine Rechteck-Verteilung angenommen. Für die Varianz σ^2 der einzelnen Fehler gilt:

$$\sigma^2 = \frac{a^2}{3} \tag{Gl. 5-49}$$

mit σ^2 Varianz
 a max. systematischer Fehler, in dB

Ist ein Pegelfehler im Datenblatt eines Spektrumanalysators nicht als Worst-case-Wert, sondern bereits mit einem bestimmten Vertrauensniveau spezifiziert, so ist aus dem angegebenen Wert zunächst die Varianz zu berechnen. Es gilt:

$$\sigma^2 = \left(\frac{a_{CL}}{k}\right)^2 \tag{Gl. 5-50}$$

mit σ^2 Varianz
 a_{CL} spezifizierter Fehler mit einem bestimmten Vertrauensniveau bzw. einer bestimmten Standardabweichung, in dB

Der Wert für k ist abhängig vom Vertrauensniveau, das dem Datenblattwert zugrunde liegt. Es gilt:

$$k = \sqrt{2} \cdot \operatorname{erfinv} \left(\frac{CL / \%}{100} \right) \tag{Gl. 5-51}$$

mit erfinv inverse Fehlerfunktion (Error Function)
 CL Vertrauensniveau (Confidence Level), in %

In Bild 5-27 ist k in Abhängigkeit vom Vertrauensbereich dargestellt. Für ein Vertrauensniveau von 95 % läßt sich daraus für k ein Wert von 1,96 entnehmen, für 99 % ein Wert von 2,58.

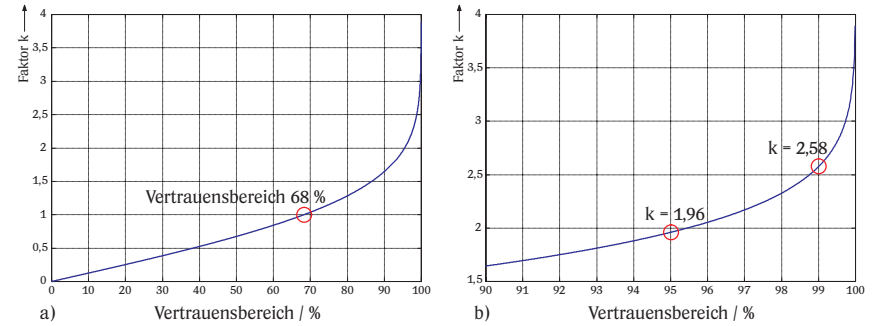


Bild 5-27 Abhängigkeit des Faktors k vom Vertrauensniveau
 a) Vertrauensbereich 0% bis 100%, b) Vertrauensbereich 90% bis 100% (vergrößert)

In einigen Fällen wird neben dem Pegelfehler bereits auch dessen Standardabweichung σ angegeben. Eine Berechnung nach Gl. 5-50 ist dann nicht mehr erforderlich. Aus der angegebenen Standardabweichung kann die Varianz durch einfaches Quadrieren berechnet werden.

Bandbreitenfehler werden üblicherweise in % angegeben. Es gilt daher

$$\sigma^2 = \frac{\left\{ 10 \cdot \lg \left(1 + \frac{\Delta_{RBW} / \%}{100} \right) \right\}^2}{3} \tag{Gl. 5-52}$$

mit σ^2 Varianz
 Δ_{RBW} Bandbreitenfehler, in %

Fehler aufgrund von Fehlanpassung haben eine U-Verteilung. Für die Varianz σ^2 gilt somit

$$\sigma^2 = \frac{\{20 \cdot \lg(1 - r_s \cdot r_l)\}^2}{2} = \frac{\left\{ 20 \cdot \lg \left(1 - \frac{s_s - 1}{s_s + 1} \cdot \frac{s_l - 1}{s_l + 1} \right) \right\}^2}{2} \tag{Gl. 5-53}$$

mit σ^2 Varianz
 r_s Betrag des Reflexionsfaktors der Quelle
 r_l Betrag des Reflexionsfaktors des Spektrumanalysators
 s_s VSWR der Quelle
 s_l VSWR des Spektrumanalysators

Der Betrag des Reflexionsfaktors kann mit Gl. 5-47 berechnet werden.

Fehler	Berechnung der Varianz	
Absoluter Pegelfehler	$\sigma^2 = \frac{a^2}{3} \quad \text{bzw.} \quad \sigma^2 = \left(\frac{a_{CL}}{k}\right)^2$	<i>Gl. 5-49 bzw. Gl. 5-50</i>
Frequenzgang		
Eichleitung		
ZF-Verstärkung		
Linearität		
Bandbreitenumschaltung	$\sigma^2 = \frac{\left\{10 \cdot \lg\left(1 + \frac{\Delta_{RBW} / \%}{100}\right)\right\}^2}{3}$	<i>Gl. 5-52</i>
Bandbreite		
Anpassung	$\sigma^2 = \frac{\{20 \cdot \lg(1 - r_s \cdot r_l)\}^2}{2}$	<i>Gl. 5-53</i>

Tabelle 5-3 Berechnung der Varianz der spezifizierten Fehlerbeiträge

Aus den Varianzen σ_i^2 der einzelnen Beiträge läßt sich die kombinierte Standardabweichung σ_{tot} mit

$$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2} \quad (\text{Gl. 5-54})$$

berechnen. Sie hat ein Vertrauensniveau von 68 % (siehe Bild 5-27 a). Um den Fehler mit einem gewünschten, davon abweichenden Vertrauensniveau zu erhalten, ist σ_{tot} mit einem Faktor k zu multiplizieren, der Bild 5-27 zu entnehmen ist. Für ein Vertrauensniveau von 95 % erhält man k = 1,96, für 99 % entsprechend k = 2,58.

Beispiel:

Für die Absolutpegelmessung eines sinusförmigen Eingangssignals mit einer Frequenz von 1 GHz (Ausgangs-VSWR der Signalquelle 1,2:1) soll der Gesamtmeßfehler mit einem Vertrauensniveau von 95 % ermittelt werden. Die am Spektrumanalysator eingestellte Auflösebandbreite beträgt 30 kHz, die HF-Dämpfung ist 20 dB und der Referenzpegel 0 dBm. Der Signalpegel liegt etwa 20 dB unter dem Referenzpegel.

Welche Fehlerbeiträge gehen in die Gesamtmeßunsicherheit ein?

- Absolutfehler
- Frequenzgang
- Fehler der Eichleitung
- ZF-Verstärkungsfehler
- Linearitätsfehler
- Fehler der Bandbreitenumschaltung

Da es sich bei dem Eingangssignal um ein Sinussignal handelt, wirkt sich der Bandbreitenfehler nicht auf die Gesamtmeßunsicherheit aus.

Dem Datenblatt des Spektrumanalysators werden die notwendigen Angaben entnommen:

	angegebener Fehler	Varianz σ_i^2
Absolutfehler	0,2 dB	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Frequenzgang	0,5 dB	$83,3 \cdot 10^{-3}$
Fehler der Eichleitung	0,2 dB	$13,3 \cdot 10^{-3}$
ZF-Verstärkungsfehler	0,2 dB	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Linearitätsfehler	0,2 dB	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Fehler der Bandbreitenumschaltung	0,1 dB	$3,3 \cdot 10^{-3}$
Fehlanpassung		
VSWR am Eingang des Spektrumanalysators	1,5	
VSWR am Ausgang der Signalquelle	1,2	$12,7 \cdot 10^{-3}$

Mit (Gl. 5-54) läßt sich aus den Varianzen σ_i^2 die kombinierte Standardabweichung zu $\sigma_{tot} = 0,39$ berechnen. Durch Multiplikation dieser Standardabweichung mit dem Faktor 1,96 erhält man einen Gesamtmeßfehler von 0,76 dB mit einem Vertrauensniveau von 95%.

Zur Vereinfachung solcher Fehlerberechnungen steht ein Spreadsheet für MS Excel® 5.0 zur Verfügung (Datei FSP_ERR.XLS, siehe Bild 5-28), das über die R&S-Website (www.rohde-schwarz.com) bezogen werden kann.

Error Calculation for Rohde & Schwarz Spectrum Analyzers					
Inherent errors	unit	a = stand. uncertainty w = worst case	specified error	variance σ_i^2	contribute y = yes, n = no
Absolute error 120 MHz	dB	1 w	2 0.3	0.03 3	4 y
Frequency response	dB	w	0.2	0.01	y
Input attenuator	dB	w	0.2	0.01	y
IF gain	dB	w	0.2	0.01	y
Log linearity	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth switching error	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth error	%		10.00	0.07	y
Combined variance		$\sigma_{tot}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.17	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_{tot}^2}$		0.41	
Total error (95% confidence level)	dB			0.80	5
Total error (99% confidence level)	dB			1.05	
Error due to source mismatch					
		a = return loss [dB] v = VSWR	specified values		
VSWR of SA		6 v	7 3.1		
VSWR of DUT		v	1.57	0.55	
Combined variance		$\sigma_{tot}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.71	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{tot} = \sqrt{\sigma_{tot}^2}$		0.85	
Error including source mismatch (95%)	dB			1.66	
Error including source mismatch (99%)	dB			2.18	8

Bild 5-28 Spread-Sheet FSP_ERR.XLS

Erklärungen zum Spread-Sheet FSP_ERR.XLS

Alle Eingabefelder der Tabelle sind gelb markiert, Felder für Zwischenergebnisse sowie für die resultierenden Gesamtpegelfehler hell- bzw. dunkelblau.

- 1 Auswahl, ob es sich bei den in (2) eingegebenen Werten um absolute Fehlergrenzen (worst case) oder um eine Standardabweichung (standard uncertainty) handelt.
- 2 Eingabefelder für die spezifizierten Fehler
- 3 Ausgabe der aus den eingegebenen Werten berechneten Varianzen
- 4 Auswahl, ob der jeweilige, unter (2) eingegebene Fehler bei der Berechnung des Gesamtfehlers berücksichtigt werden soll. Es können damit sehr einfach Fehlerbeiträge unberücksichtigt bleiben, ohne daß die entsprechende Eingabe unter (2) auf null gesetzt wird
- 5 Ausgabe des berechneten Gesamtfehlers mit einem Vertrauensniveau von 95 % bzw. 99 % . Bei diesem Ergebnis sind Fehler aufgrund von Fehlanpassung noch nicht berücksichtigt
- 6 Auswahl, ob Fehlanpassung des Meßobjekts bzw. des Spektrumanalysators als VSWR v oder Rückflußdämpfung (attenuation) eingegeben wird
- 7 Eingabefeld für die spezifizierte, maximale Fehlanpassung des Meßobjekts bzw. des Spektrumanalysators

8 Ausgabe des berechneten Gesamtfehlers mit einem Vertrauensniveau von 95 % bzw. 99 % . Das Ergebnis beinhaltet sämtliche Fehlerquellen

5.10.3 Fehler durch geringen Signal-Rausch-Abstand

Bei den mit einem Spektrumanalysator dargestellten Signalen handelt es sich stets um die Summe aus dem eigentlichen Eingangssignal (S) und dem überlagerten thermischen Rauschen (N). Ist der Signalpegel im Vergleich zum Rauschen hoch, so ist dies nicht störend, da die entstehende Pegelvariation aufgrund des überlagerten Rauschens bezogen auf den zu messenden Pegel gering ist. Bei Pegelmessungen an Signalen mit geringem Signal-Rausch-Abstand ergeben sich jedoch nicht mehr zu vernachlässigende Fehler.

Bei bekanntem Verhältnis von Gesamtleistung zu Eigenrauschleistung (S+N)/N kann dieser Fehler korrigiert werden. Bei der Meßfrequenz ist daher zunächst die Leistung des thermischen Rauschens ohne Eingangssignal zu ermitteln. Bei gleichen Einstellungen am Spektrumanalysator ist dann der Pegel des Eingangssignal einschließlich des überlagerten Rauschens zu messen und das Verhältnis (S+N)/N zu berechnen. Wie nachfolgend beschrieben läßt sich für das daraus resultierende Ergebnis ein Korrekturwert finden, der vom gemessenen Gesamtleistungspegel (S+N) abzuziehen ist, um den tatsächlichen Signalpegel (S) zu erhalten. Dabei ist aber sowohl die Art des Eingangssignals als auch der verwendete Detektor zu beachten.

Um die Meßgenauigkeit zu erhöhen, ist die Meßkurve auf jeden Fall durch geeignete Verfahren zu glätten.

RMS-Detektor

Bei Verwendung des RMS-Detektors wird stets die effektive Leistung gemessen - sowohl bei der Messung der thermischen Rauschleistung als auch bei der Messung des Eingangssignalpegels mit überlagertem Rauschen. Wie bereits bei der Definition der Grenzempfindlichkeit (Kapitel 5.1) beschrieben, führt daher ein Eingangssignal, dessen Pegel dem thermischen Rauschleistungspegel entspricht, zu einer Rauschüberhöhung von 3 dB. Der Korrekturwert für (S+N)/N = 3 dB beträgt dementsprechend 3 dB. Es gilt allgemein:

$$c_N = 10 \cdot \lg \left(\frac{10^{0,1 \cdot \frac{S+N}{N}}}{10^{0,1 \cdot \frac{S+N}{N}} - 1} \right) \quad (\text{Gl. 5-55})$$

mit c_N Korrekturfaktor, in dB
 $(S+N)/N$ gemessenes Verhältnis zwischen Gesamtleistung und Rauschleistung, in dB

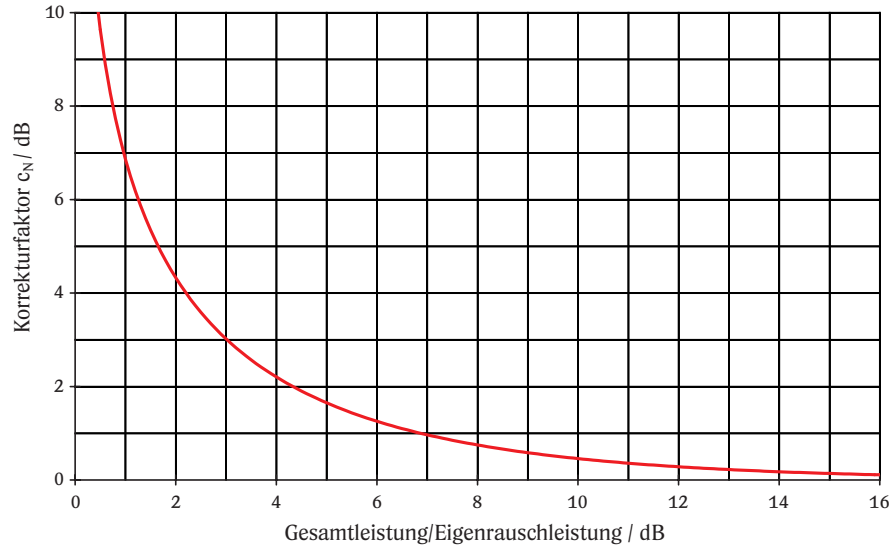
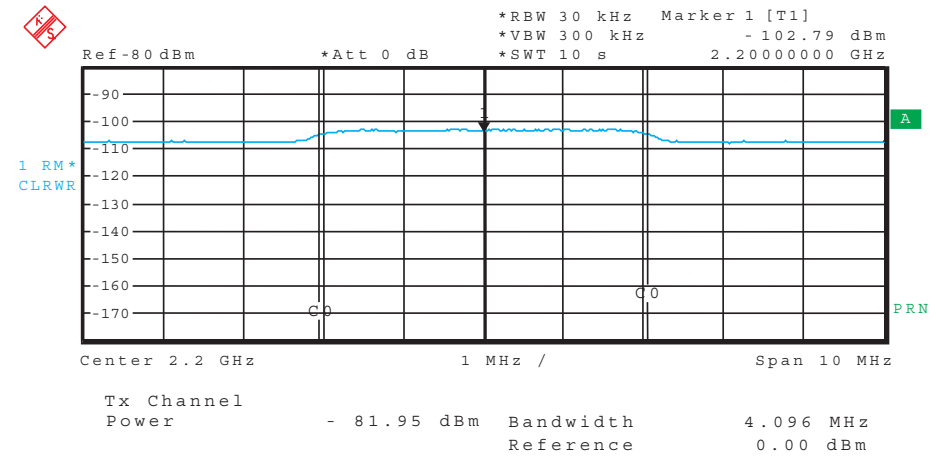


Bild 5-29 Korrekturfaktor c_N in Abhängigkeit vom Verhältnis Gesamtleistung/Eigenrauschleistung $((S+N)/N)$ bei Messungen von Rauschen oder rauschähnlichen Signalen mit dem RMS-Detektor

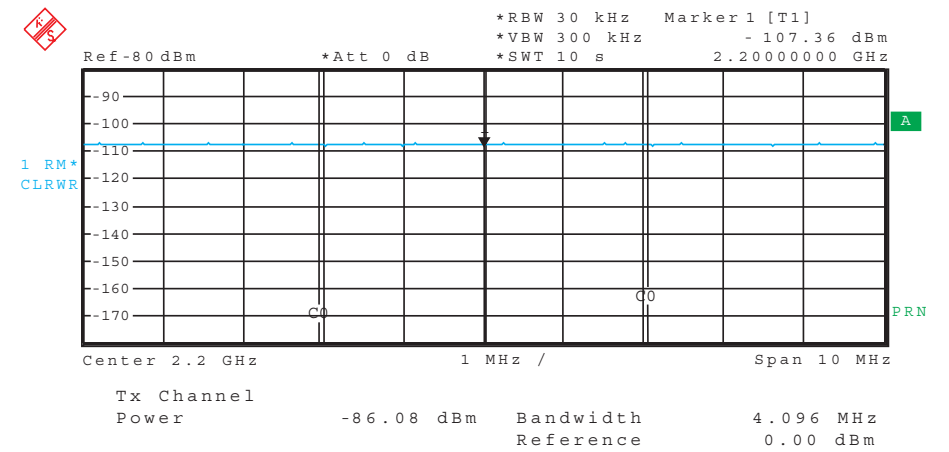
Beispiel:

Die Kanalleistung eines digital modulierten Signals mit geringem Pegel soll gemessen und der Meßwert entsprechend korrigiert werden. Zur Kanalleistungsmessung wird eine spezielle Meßfunktion des Spektrumanalysators verwendet. Die Kanalbreite beträgt 4,096 MHz.

Da es sich um ein rauschähnliches Signal handelt, wird zur Messung der RMS-Detektor verwendet.



a)



b)

Bild 5-30 Kanalleistungsmessung. Messung der Gesamtleistung (a) sowie der Eigenrauschleistung (b)

- Schritt 1: Messung der Gesamtleistung (S+N) im vorgegebenen Kanal
 $S+N = -81,95 \text{ dBm}$ (Bild 5-30 a)
- Schritt 2: Messung der Eigenrauschleistung (N) im vorgegebenen Kanal
 $N = -86,08 \text{ dBm}$ (Bild 5-30 b)

- Schritt 3: Verhältnis zwischen Gesamtleistung und Eigenrauschleistung $(S+N)/N$ berechnen
 $(S+N)/N = -81,95 - (-86,08 \text{ dBm}) = 4,13 \text{ dB}$
- Schritt 4: Korrekturwert ermitteln (nach Gl. 5-55 oder aus Bild 5-29)
 $c_N = 2,2 \text{ dB}$
- Schritt 5: Signalpegel aus Gesamtleistungspegel berechnen
 $S = (S+N) - c_N = -81,95 \text{ dBm} - 2,2 \text{ dB} = -84,15 \text{ dBm}$

Sample-Detektor

Wie bereits in Kapitel 4.4, Detektoren, gezeigt wurde, werden Rauschen und rauschähnliche Signale bei Messung mit dem Sample-Detektor und Mittelung der Meßwerte im logarithmischen Pegelmaßstab zu niedrig dargestellt. Sinussignale hingegen bleiben davon unberührt. Der anzuwendende Korrekturfaktor ist daher abhängig von der Art des Eingangssignals.

Bei Messungen an Rauschsignalen wird sowohl das Eingangssignal als auch das Eigenrauschen um 2,5 dB zu niedrig dargestellt. Das resultierende Verhältnis von Gesamtleistung und Eigenrauschleistung entspricht daher dem Ergebnis, das man mit dem RMS-Detektor erhalten würde. Der Korrekturfaktor kann daher nach Gl. 5-55 berechnet bzw. Bild 5-29 entnommen werden.

Handelt es sich bei dem Eingangssignal jedoch um eine diskrete Spektrallinie, wie z.B. bei einem Sinussignal, so wird der gemessene Pegel durch den Sample-Detektor und Mittelung im logarithmischen Pegelmaßstab nicht verfälscht. Da das Eigenrauschen aber niedriger angezeigt wird, ist das Verhältnis von Gesamtleistung zu Eigenrauschleistung größer als bei Verwendung des RMS-Detektors. Korrekturfaktoren, die nach Gl. 5-55 berechnet werden, sind daher nicht gültig. In solchen Fällen ist deshalb die Verwendung eines RMS-Detektors zu empfehlen.

5.11 Sweep-Zeit und Update-Rate

Die minimale Sweep-Zeit, also die mindestens benötigte Zeit zur Aufnahme eines bestimmten Frequenzbereichs, wird durch verschiedenen Faktoren bestimmt:

- Auflöse- und Videobandbreite
- Einstellzeit des LOs
- Meßdatenverarbeitung
- Abtastrate des A-D-Wandlers
- Ggf. maximale Sweep-Geschwindigkeit des YIG-Filters

Die Abhängigkeit der Sweep-Zeit von der Auflöse- und Videobandbreite sowie des Spans wurde bereits in Kapitel 4.6, Wesentliche Abhängigkeiten, beschrieben. Wie gezeigt wurde, nimmt die mindestens erforderliche Sweep-Zeit mit abnehmender Auflösebandbreite zu, weshalb für diese Fälle die Verwendung von FFT-Filtern vorteilhaft ist, sofern dies die jeweilige Meßaufgabe zuläßt.

Aber selbst bei sehr großen Auflöse- und Videobandbreiten kann die Sweep-Zeit nicht beliebig reduziert werden. Da zur Einstellung des Lokaloszillators und zur Meßdatenerfassung immer eine gewisse Mindestzeit benötigt wird, die wiederum unabhängig vom eingestellten Span ist, kann eine gewisse Grenze (in diesem Beispiel 2,5 ms) auch unter günstigsten Umständen nicht unterschritten werden.

Bei großem Span wird die minimale Sweep-Zeit zudem von der zulässigen Abstimmgeschwindigkeit des Lokaloszillators bestimmt; bei dem hier beschriebenen Analysator sind z.B. 5 ms für einen Span von 1 GHz notwendig. In Konzepten mit einem mitlaufenden YIG-Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung (bei dem hier beschriebenen Analysator z.B. über 3 GHz) wird die Sweep-Geschwindigkeit durch die „Trägheit“ des zur Abstimmung notwendigen magnetischen Kreises weiter reduziert. Sweep-Zeiten unter 6 ms für einen Span von 1 GHz sind in solchen Fällen kaum zu realisieren.

In Datenblättern wird meist die minimal erreichbare Sweep-Zeit unter günstigsten Umständen spezifiziert, also bei hoher Auflöse- und Videobandbreite und kleinem Span in einem Frequenzbereich, in dem kein mitlaufendes YIG-Filter erforderlich ist. Im vorliegenden Beispiel sind das die oben bereits erwähnten 2,5 ms.

Bleibt der Spektrumanalysator während der Messung fest auf eine Einzelfrequenz abgestimmt (man spricht dabei von Zero Span), so hängt die minimale Meßzeit lediglich von der Meßdatenerfassung des Analysators ab. Die in dieser Betriebsart erreichbaren minimalen Meßzeiten sind daher deutlich kürzer (hier z.B. 1 μ s).

Ein wichtiges Kriterium in dieser Betriebsart ist die zeitliche Auflösung, also die minimale Zeit zwischen zwei Meßpunkten (hier 125 ns). Maßgebend hierfür ist die Abtastrate des A-D-Wandlers.

Ebenso wichtig sowohl für manuellen also auch ferngesteuerten Betrieb des Spektrumanalysators ist die sog. Update-Rate, also die Anzahl der Sweeps pro Zeiteinheit. Zur Datenaufbereitung, Darstellung und ggf. auch Datenübertragung über den IEC-Bus oder andere Schnittstellen wird zusätzlich Zeit benötigt, so daß die maximale Update-Rate deutlich niedriger ist als der Kehrwert der minimal möglichen Sweep-Zeit (siehe Bild 5-31). Bei Verwendung von FFT-Filtern ist der Unterschied wegen der sehr umfangreichen Berechnungen meist besonders groß.

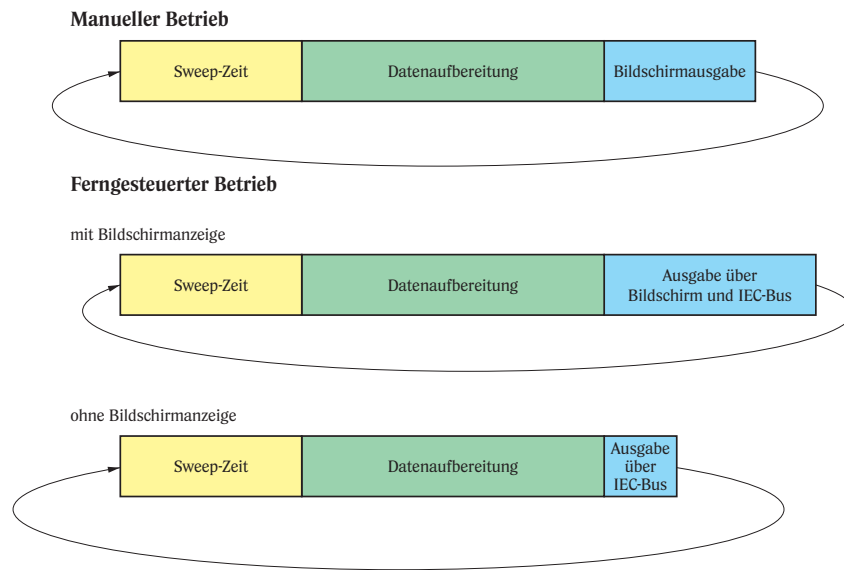


Bild 5-31 Zeitlicher Ablauf einer Messung

Für den manuellen Betrieb ist eine hohe Bildschirm-Update-Rate z.B. für Abgleicharbeiten wünschenswert, damit Änderungen im aufgenommenen Spektrum praktisch umgehend dargestellt werden. Update-Raten von etwa 20 Messungen pro Sekunde sind für diese Anwendungen ausreichend, da dies bereits zu einer nahezu „flickerfreien“ Anzeige führt.

Bei automatisierten Messungen dagegen, z.B. in der Fertigung, bei denen die Gerätesteuerung und Meßdatenübertragung über Schnittstellen wie den IEC-Bus erfolgt, kann die Update-Rate gar nicht hoch genug sein, um möglichst geringe Prüfzeiten und damit einen hohen Fertigungsdurchsatz zu erzielen.

Wie in Bild 5-31 dargestellt, wird auch im ferngesteuerten Betrieb eine gewisse Zeit zur Darstellung der Meßergebnisse am Bildschirm benötigt. Zum Erreichen maximaler Update-Raten ist es daher sinnvoll, die Bildschirmanzeige zu deaktivieren.

6 HÄUFIGE MESSUNGEN UND FUNKTIONSERWEITERUNGEN

6.1 Phasenrauschmessung

Wie bereits in Kapitel 5.3 beschrieben wurde, ist das Phasenrauschen eines Oszillators ein Maß für dessen Kurzzeitstabilität und daher ein wesentliches Beurteilungskriterium. Dementsprechend ist die Phasenrauschmessung eine sehr häufige Meßaufgabe, für die spezielle Phasenrauschmeßplätze oder - bei geringeren Anforderungen an den Dynamikbereich - auch Spektrumanalysatoren verwendet werden.

Bei der Phasenrauschmessung mit einem Spektrumanalysator spricht man von direkter Messung. Voraussetzung dafür ist, daß die Frequenzdrift des Meßobjekts gegenüber der Sweep-Zeit des Spektrumanalysators klein ist, da sich sonst die Frequenz des zu vermessenden Oszillators während der Messung zu sehr ändert, was die Meßergebnisse stark verfälscht. Die Phasenrauschmessung mit einem Spektrumanalysator eignet sich daher weniger für Messungen an freilaufenden Oszillatoren, sondern vorwiegend für synthetisierte Signalquellen, die an eine stabile Referenz angebunden sind.

6.1.1 Meßablauf

Für Oszillatoren wird üblicherweise das Einseitenbandphasenrauschen in 1 Hz Bandbreite bei einem bestimmten Trägerabstand (Offset) bezogen auf den Trägerpegel angegeben (siehe Bild 6-1). Die Einheit ist entsprechend dBc (1 Hz).

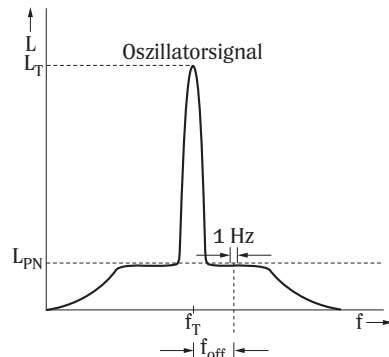


Bild 6-1 Definition des Einseitenbandphasenrauschens

Zur Messung des Phasenrauschens mit einem Spektrumanalysator sind daher zwei Schritte notwendig:

- Messung des Trägerpegels L_T
- Messung des Phasenrauschleistungspegels L_{PN} im Trägerabstand f_{off}

Zur Auswertung muß zunächst das bei einem Trägerabstand f_{off} mit einer Auflösungsbandbreite B_{ZF} gemessene Phasenrauschen auf 1 Hz Bandbreite bezogen werden. Bei Verwendung des RMS-Detektors gilt:

$$L_{PN}(f_{off}) = L_{PN,mes}(f_{off}) - 10 \cdot \lg B_{R,ZF} \quad (Gl. 6-1)$$

mit	$L_{PN}(f_{off})$	Phasenrauschleistungspegel bei einem Trägerabstand f_{off} bezogen auf 1 Hz Bandbreite, in dBm
	$L_{PN,mes}(f_{off})$	bei einer Rauschbandbreite von $B_{R,ZF}$ mit dem RMS-Detektor gemessener Phasenrauschleistungspegel, in dBm
	$B_{R,ZF}$	Rauschbandbreite des Auflösefilters, in Hz

Abhängig von der Filterimplementierung kann die Rauschbandbreite des Auflösefilters aus dessen 3-dB-Bandbreite mit den in Tabelle 4-1 aufgeführten Umrechnungsfaktoren berechnet werden. Wird zur Messung des Phasenrauschens anstelle des RMS-Detektors der Sample-Detektor verwendet und die Meßkurve durch eine schmale Videobandbreite oder Meßkurvenmittelung gemittelt, so wird das Rauschen, wie in Kapitel 4.4, Detektoren, beschrieben, unterbewertet. Es gilt dann:

$$L_{PN}(f_{off}) = L_{PN,mes}(f_{off}) - 10 \cdot \lg B_{R,ZF} + 2,5 \text{ dB} \quad (Gl. 6-2)$$

mit	$L_{PN,mes}(f_{off})$	bei einer Rauschbandbreite von $B_{R,ZF}$ mit dem Sample-Detektor gemessener, gemittelter Phasenrauschleistungspegel, in dBm
-----	-----------------------	--

Der Phasenrauschleistungspegel in 1 Hz Bandbreite ist nun auf den Trägerpegel zu beziehen:

$$L(f_{off}) = L_{PN}(f_{off}) - L_T \quad (Gl. 6-3)$$

- mit $L(f_{\text{off}})$ relativer Phasenrauschleistungspegel in 1 Hz Bandbreite bei einem Trägerabstand f_{off} bezogen auf den Trägerpegel, in dBc (1 Hz)
- $L_{\text{PN}}(f_{\text{off}})$ Phasenrauschleistungspegel in 1 Hz Bandbreite bei einem Trägerabstand f_{off} , in dBm
- L_T Trägerpegel, in dBm

Zur Vereinfachung von Phasenrauschmessungen verfügen die meisten Spektrumanalysatoren über Marker-Funktionen, mit denen das Phasenrauschen bei einem anzugebenden Trägerabstand direkt ausgelesen werden kann. In der Regel werden dabei bereits auch die Rauschbandbreite sowie notwendige Korrekturfaktoren aufgrund der Unterbewertung von Rauschsignalen bei Verwendung des Sample-Detektors berücksichtigt (siehe Bild 6-2).

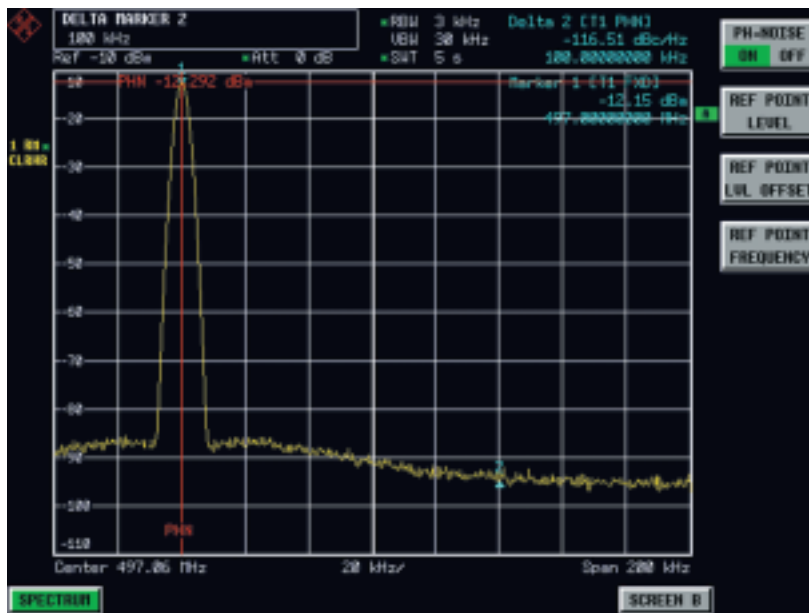


Bild 6-2 Marker-Funktion zur einfachen Messung des Phasenrauschens

Mit solchen Markerfunktionen kann das Phasenrauschen nur bei einem bestimmten Trägerabstand ermittelt werden. Oft interessiert aber das Phasenrauschen in einem größeren Bereich, z.B. von 1 kHz bis 1 MHz Trägerabstand. Um auch solche Messungen einfach durchführen zu können, ist für manche Spektrumanalysatoren zusätzliche Applikations-Soft-

ware erhältlich. In Bild 6-3 ist das Ergebnis der Phasenrauschmessung mit Hilfe einer solchen Software dargestellt.

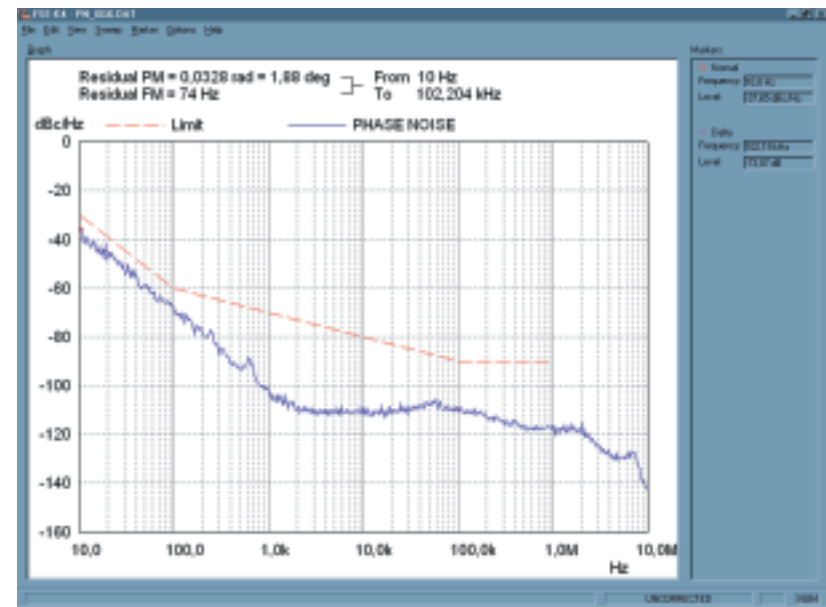
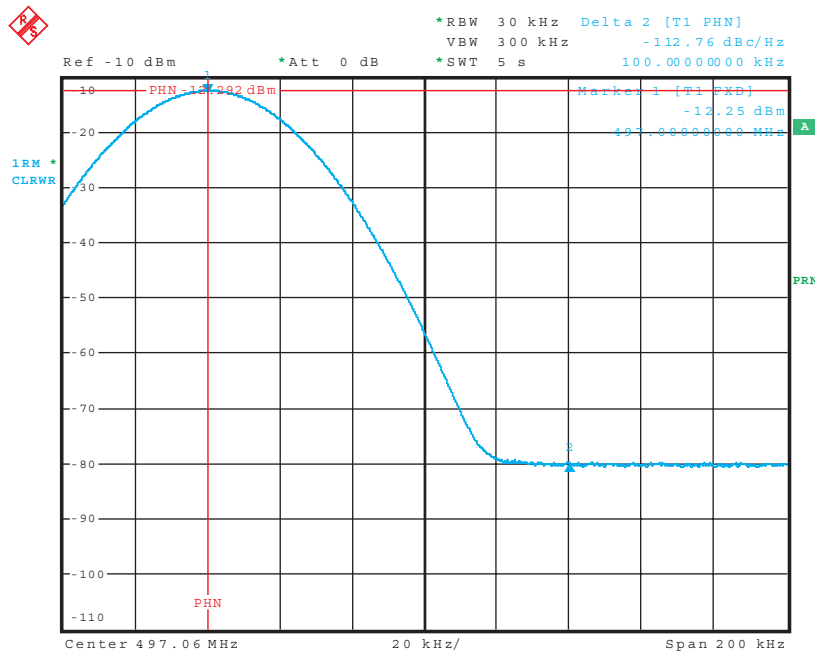


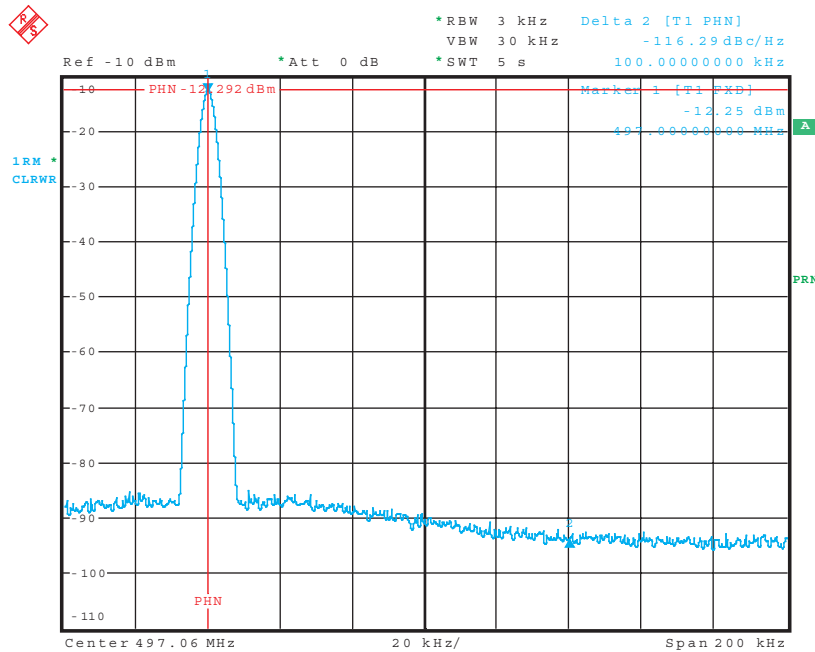
Bild 6-3 Phasenrauschmessung über einen größeren Offset-Bereich

6.1.2 Wahl der Auflösesebandbreite

Bei der Messung des Phasenrauschens in einem bestimmten Trägerabstand ist darauf zu achten, daß die gewählte Auflösesebandbreite schmal genug ist. Bei zu großer Auflösesebandbreite wird nämlich der Träger im Abstand f_{off} nicht ausreichend durch das ZF-Filter unterdrückt (siehe Bild 6-4a). Der Pegel des Trägerrests am Eingang des Hüllkurvendetektors bzw. des A-D-Wandlers ist dann im Vergleich zum zu messenden Phasenrauschen hoch, wodurch das Meßergebnis verfälscht wird; das gemessene Phasenrauschen ist scheinbar höher (siehe Bild 6-4b). Die maximal zulässige Auflösesebandbreite hängt vom Trägerabstand und von der Flankensteilheit, also dem Formfaktor des ZF-Filters ab. Ein allgemein gültiger Zusammenhang läßt sich daher kaum finden.



a)



b)

Bild 6-4 Wahl der richtigen Auflösungsbandbreite: (a) Auflösungsbandbreite zu breit, der Träger wird nicht ausreichend unterdrückt. (b) Auflösungsbandbreite genügend klein

Aufgrund der hohen Mindest-Sweep-Zeiten bei schmalen ZF-Bandbreiten sind in der Praxis möglichst hohe Auflösungsbandbreiten wünschenswert. Ausgehend von einem breiten ZF-Filter ist daher die Auflösungsbandbreite schrittweise zu reduzieren, bis sich die Phasenrauschmeßwerte nicht mehr verringern.

6.1.3 Dynamikbereich

Durch reziprokes Mischen wird in den umsetzenden Stufen des Spektrumanalysators das Phasenrauschen der Lokaloszillatoren auf das umgesetzte Eingangssignal übertragen (vgl. auch Kapitel 5.3, Phasenrauschen). Weist das Eingangssignal einen hinreichend hohen Pegel auf, so daß Einflüsse des thermischen Rauschens des Spektrumanalysators vernachlässigt werden können, so wird die erzielbare Dynamik bei geringen Trägerabständen ausschließlich durch das Phasenrauschen der LO-Signale des Analysators bestimmt. Diese Begrenzung durch das systemeigene Phasenrauschen ist unabhängig vom Pegel des Eingangssignals.

Da stets die Summe aus dem Phasenrauschen des Meßobjekts und der Lokaloszillatoren des Spektrumanalysators gemessen wird, lassen sich daher nur Meßobjekte mit vergleichsweise höherem Phasenrauschen vermessen.

Das systemeigene Phasenrauschen von Spektrumanalysatoren nimmt wie in Bild 5-11 dargestellt mit größer werdendem Trägerabstand ab. Für große Trägerabstände wird die Meßgrenze daher zunehmend durch das thermische Rauschen des Analysators begrenzt. Der Übergang von der einen Begrenzung zur anderen erfolgt fließend.

Um die Begrenzung durch thermisches Rauschen zu minimieren, ist ein möglichst hoher Signal-Rausch-Abstand, also ein möglichst hoher Signalpegel am Eingang des ersten Mischers anzustreben. Neben einem möglichst niedrigen Rauschmaß ist deshalb auch ein möglichst hoher 1-dB-Kompressionspunkt für eine große Meßdynamik weitab vom Träger wichtig.

Durch die hohe Aussteuerung entstehen im ersten Mischer Harmonische des Eingangssignals. Ist aber der maximale Offset, bis zu dem das Phasenrauschen untersucht werden soll, kleiner als die Eingangsfrequenz, so liegen die Harmonischen außerhalb des interessierenden Frequenzbereichs und treten damit nicht störend in Erscheinung.

Ist der Pegel des Eingangssignals höher als die Aussteuergrenze des Spektrumanalysators, so ist der Signalpegel durch entsprechende Einstellung der HF-Dämpfung abzusenken. Aufgrund der Abstufung der Eichleitung kann dabei unter Umständen nicht die maximal mögliche Meßdynamik genutzt werden.

Beispiel:

Der 1-dB-Kompressionspunkt des Spektrumanalysators sei +10 dBm (Mischerpegel). Um Meßfehler zu vermeiden, soll aber der Signalpegel am ersten Mischer +5 dBm nicht überschreiten. Die HF-Dämpfung ist in 10-dB-Stufen einstellbar.

Am Eingang des Analysators wird ein Signal mit einem Pegel von +17 dBm angelegt, d.h. es sind mindestens 20 dB HF-Dämpfung erforderlich. Der Signalpegel am ersten Mischer beträgt dann aber nur noch -3 dBm. Die Meßdynamik für Messungen bei großen Trägerabständen ist daher um 8 dB niedriger als die maximal erreichbare.

Um die maximale Dynamik nutzen zu können, wäre in diesem Beispiel der Signalpegel durch ein externes 2-dB-Dämpfungsglied auf +15 dBm abzusenken. Mit einer HF-Dämpfung von 10 dB wird dann ein Mischerpegel von +5 dBm erreicht.

Um Verzerrungsprodukte durch zu hohe Aussteuerung zu vermeiden, liegt in der Praxis der bei einer HF-Dämpfung von 0 dB maximal einstellbare Referenzpegel deutlich unter der oberen Aussteuergrenze des Analysators (in obigem Beispiel +5 dBm). Bei maximaler Aussteuerung des Analysators wäre daher die Messung des Trägerpegels, auf den das gemessene Phasenrauschen später bezogen wird, nicht möglich. Ebenso könnte das trägernahe Phasenrauschen nicht gemessen werden. Die Phasenrauschmessung ist daher in zwei Schritten durchzuführen:

1. Messung des Trägerpegels sowie des trägernahen Phasenrauschens
Die HF-Dämpfung des Spektrumanalysators ist soweit zu erhöhen, daß der Referenzpegel gleich dem Signalpegel gesetzt werden kann (siehe Bild 6-5). Die Messung des Trägerpegels, z.B. mit Hilfe von Markern, ist dann

ohne weiteres möglich, da das Eingangssignal den Referenzpegel nicht überschreitet. Um das gemessene Phasenrauschen später auf den Trägerpegel beziehen zu können, muß dieser gespeichert werden. Bei Aktivierung der Marker-Funktion zur Messung des Phasenrauschens geschieht dies im allgemeinen automatisch.

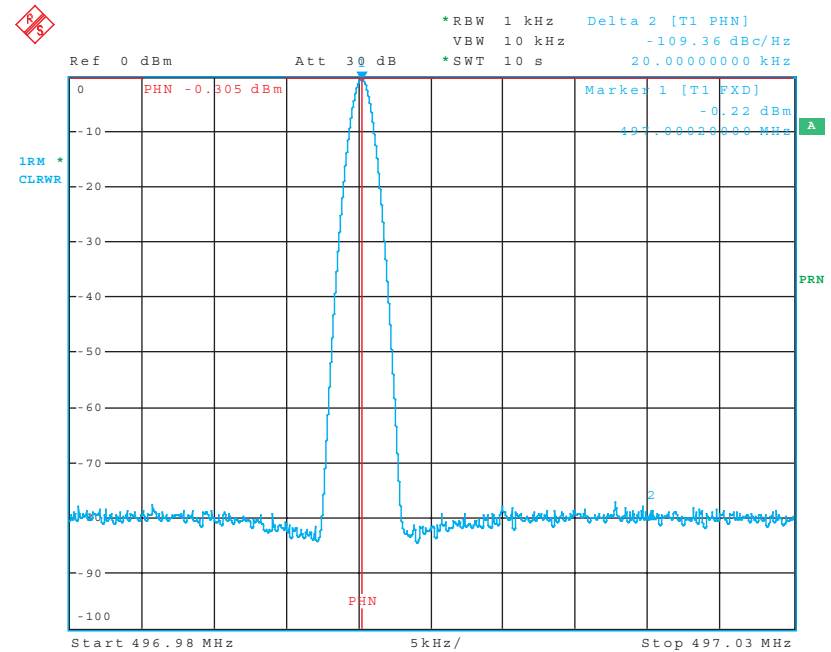


Bild 6-5 Einstellung von HF-Dämpfung und Referenzpegel für Messung des Trägerpegels sowie des trägernahen Phasenrauschens

2. Messung des Phasenrauschens weitab vom Träger

Die HF-Dämpfung wird soweit verringert, bis mit dem gegebenen Signal am Eingang des ersten Mixers die maximale Aussteuergrenze erreicht wird. Es gilt dabei:

$$a_{HF, \min} = L_e - L_{\max} \tag{Gl. 6-4}$$

- | | | |
|-----|----------------|--|
| mit | $a_{HF, \min}$ | mindestens erforderliche HF-Dämpfung, in dB |
| | L_e | Signalpegel am Eingang des Spektrumanalysators, in dBm |
| | L_{\max} | maximale Aussteuergrenze des Analysators, in dBm |

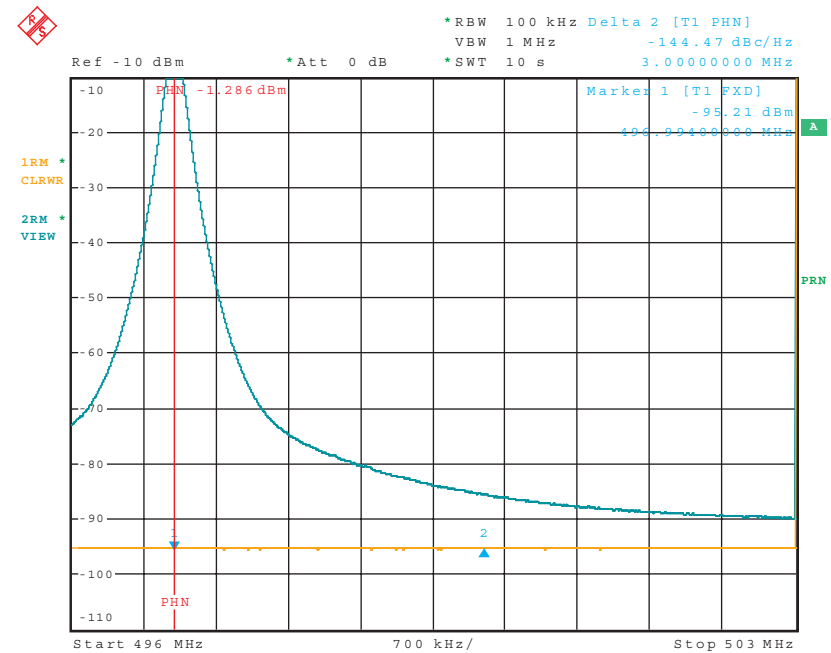
Hilfreich bei der Bestimmung der mindestens erforderlichen HF-Dämpfung ist ein Overload-Detektor vor dem ersten Mischer. Die HF-Dämpfung ist dann soweit zu erhöhen, bis keine Übersteuerung mehr angezeigt wird.

Es ist anzumerken, daß diese bewußte Überschreitung des Referenzpegels bei Verwendung digitaler Filter zur Übersteuerung des A-D-Wandlers führen kann, was unerwünschte Produkte im dargestellten Spektrum zur Folge hat (vgl. Kapitel 4.6.3, Aussteuerung). Da bei großen Trägerabständen aber ohnehin mit vergleichsweise breiten Auflösefiltern gemessen werden kann, ist diese Einschränkung nicht sehr gravierend, weil große Auflöseseitenbreiten meist analog realisiert sind.

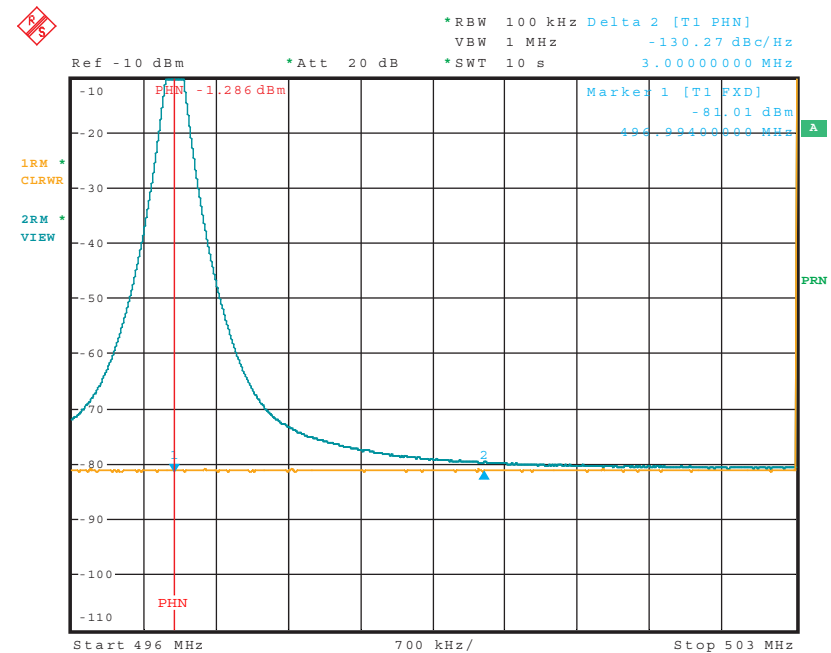
Sollen dennoch digitale Filter verwendet werden und das Eingangssignal den Referenzpegel überschreiten, so ist darauf zu achten, daß der Träger in ausreichend großem Frequenzabstand zum dargestellten Spektrum liegt. Er wird dann vor dem A-D-Wandler durch das analoge Anti-Aliasing-Filter weit genug unterdrückt und kann damit nicht zur Übersteuerung führen.

Ob es sich bei dem am Spektrumanalysator dargestellten Rauschen tatsächlich um Phasenrauschen handelt, oder ob die Dynamik bereits durch das thermische Rauschen des Analysators begrenzt wird, läßt sich sehr einfach überprüfen. Die aufgenommene Meßkurve ist hierzu abzuspeichern und bei gleichen Einstellungen eine zweite Messung - jedoch ohne Eingangssignal am Analysator - durchzuführen. Ist, wie in Bild 6-6a dargestellt, bei dem interessierenden Trägerabstand zwischen beiden Meßkurven ein deutlicher Pegelunterschied zu erkennen, so wird das Meßergebnis nicht oder kaum durch das thermische Rauschen des Analysators beeinflusst. Hingegen wird bei der in Bild 6-6b dargestellten Messung der Dynamikbereich bereits durch das thermische Rauschen begrenzt und das Meßergebnis dadurch verfälscht.

Das dargestellte Phasenrauschen entspricht stets der Summe aus dem Phasenrauschen von Meßobjekt und Spektrumanalysator sowie dessen thermischem Rauschen. Speziell bei Messungen sehr nahe an der Grenze des Dynamikbereichs ergeben sich daher Meßfehler aufgrund zu geringem Abstand zwischen zu messendem Phasenrauschen und systemeigenem Rauschen. Ist das systemeigene Rauschen bekannt, so ist eine Korrektur gemäß Gl. 5-55 (siehe Kapitel 5.10.3) möglich.



a)



b)

Bild 6-6 Kontrollmessung bei Phasenrauschmessungen. (a) Messung wird nicht durch das thermische Rauschen des Analysators beeinträchtigt. (b) Begrenzung des Dynamikbereichs durch das thermische Rauschen des Spektrumanalysators

6.2 Messungen an gepulsten Signalen

(Dipl.-Ing. Volker Janssen)

Nachrichtentechnische Anwendungen zur Informationsübermittlung – lange Zeit überwiegend mit analogen Übertragungsverfahren realisiert – werden heute zunehmend durch digitale Komponenten und Systeme ersetzt. Diese arbeiten häufig mit pulsmodulierten Signalen, so etwa in der Fernstechnik, bei Radar und Mobilfunk. Die spektrale Verteilung solcher Signale bringt besondere Erfordernisse auf Seiten eines Spektrumanalysators mit sich, der zu ihrer Messung eingesetzt werden soll. Ähnliches gilt für eine andere Art von Meßsignalen, nämlich für hochfrequente, breitbandige Störsignale, wie sie bei Schaltvorgängen oder auch bei der Takterzeugung von Mikroprozessoren auftreten. Übrigens produziert fast jede elektronische Schaltung neben den ihr zugeordneten Nutzsignalen auch solche unerwünschte Störaussendungen, die die Funktion der Schaltung selbst oder die anderer elektronischer Komponenten beeinträchtigen können. Eine „Eigenstörung“ nachrichtentechnischer Elektronik äußert sich z.B. in der Verschlechterung von Spezifikationen wie dem Signal-Rausch-Abstand (S/N) oder von Bitfehlerraten (Bit Error Rate, BER). Noch unangenehmer wird der Fall, wenn die Störung über Leitungen oder durch Einstrahlung auf andere Geräte übergreift und bei diesen zu Beeinträchtigungen oder gar Fehlfunktionen führt. Die Verhinderung derartiger Störemissionen einerseits und die Gewährleistung einer genügend hohen Störfestigkeit andererseits ist Thema des Arbeitsgebiets Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV). Weltweit standardisierte Normen und Richtlinien stellen hier die Reproduzierbarkeit von Störmessungen sicher – und bilden die Grundlage für internationale Verfügungen über Stör-Grenzwerte, deren Einhaltung das korrekte Funktionieren von elektronischen Einheiten, Modulen, Geräten und Systemen sicherstellt.

Die Energie pulsmodulierter Signale verteilt sich theoretisch über das gesamte Spektrum. Der gemessene Energieanteil hängt zudem stark davon ab, mit welcher Bandbreite gemessen wird und an welcher Stelle man sich im Spektrum befindet. Mißt man in der Nähe einer Nullstelle der einhüllenden si -Funktion, so besteht die Gefahr, durch Fehleinstellung eine Übersteuerung der Eingangsstufe zu verursachen, auf die das gesamte Energiespektrum trifft, sofern keine Vorselektionsfilter verwendet werden, die das Spektrum reduzieren und es dem Mischer der ersten Umsetzstufe in „Teilabschnitten“ zuführen. Moderne Spektrumanalysatoren zeichnen

sich durch geringe Nichtlinearitäten und hohe Übersteuerungsfestigkeit aus, d.h. durch hohe Intercept-Punkte 2. und 3. Ordnung sowie einen hohen 1-dB-Kompressionspunkt. Sie weisen zudem Übersteuerungsdetektoren auf, mit deren Hilfe automatische Einstellungskorrekturen am Analysator vorgenommen werden, die den Dynamikbereich optimieren und ihn über eine automatische HF-Dämpfungseinstellung (Auto Range) in einen „ungefährlichen“ Pegelbereich verschieben. Damit wird dem Benutzer die Arbeit erleichtert und eine sichere Messung gewährleistet.

6.2.1 Grundlagen

Die Beschreibung von Pulssignalen geht von der idealen, periodischen Rechteckimpulsfolge aus. Die allgemeine reelle Fourierdarstellung ergibt für den zeitabhängigen Spannungsverlauf $u(t)$:

$$u(t) = \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\frac{2n\pi\tau}{T}} \cdot \left\{ \sin \frac{2n\pi\tau}{T} \cos n\omega_1 t + \left(1 - \cos \frac{2n\pi\tau}{T} \right) \sin n\omega_1 t \right\} \right] \quad (\text{Gl. 6-5})$$

mit	\hat{U}	Amplitude
	$u(t)$	Zeitfunktion
	τ	Impulsdauer (-breite)
	T	Periodendauer
	ω_1	Kreisfrequenz
	n	Ordnung der harmonischen Schwingung

Die Koeffizienten der Fourierreihe beschreiben die Spektralampplituden:

$$U_n = 2\hat{U} \frac{\tau}{T} \frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T}}{\frac{n\pi\tau}{T}} \quad (\text{Gl. 6-6})$$

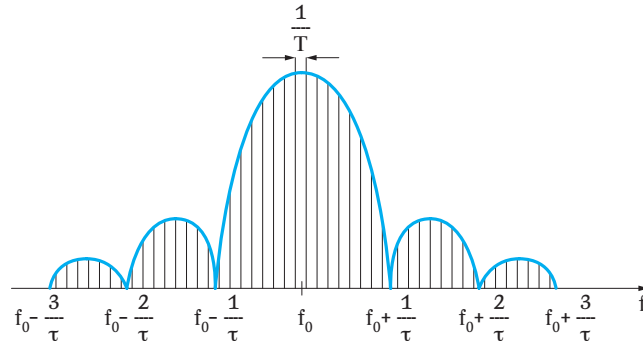


Bild 6-7 Allgemeine Spektraldarstellung (si-Funktion) nach Fourieranalyse mit modulierter Trägerfrequenz f_0

Da die Fourierdarstellung von $-\infty$ bis $+\infty$ Beiträge liefert und auch die Koeffizienten negative Vorzeichen ausweisen können, der Spektralanalysator hingegen nur positive Frequenzen, und diese nach Betrag darstellt, ergeben sich die Verläufe zweier Pulsfolgen nach Bild 6-8.

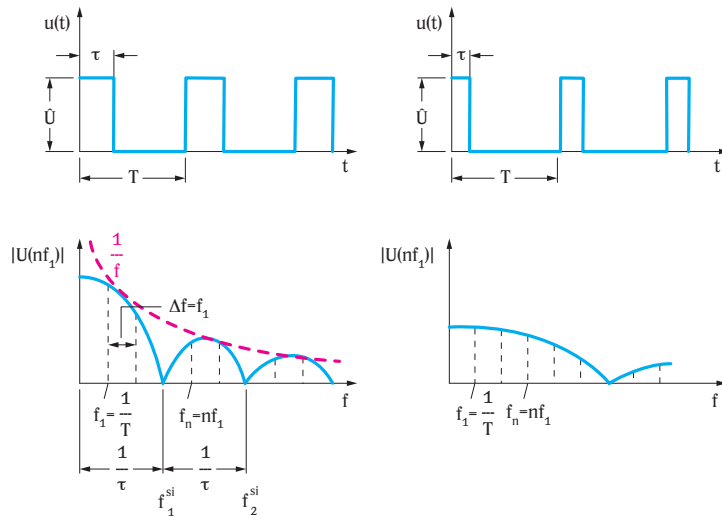


Bild 6-8 Linienspektren zweier Rechteckspannungsverläufe mit unterschiedlichem Tastverhältnis, dargestellt im Zeit- und Frequenzbereich. Die Einhüllende der Spektrallinien ist eine si-Funktion, die proportional zu $1/f$ abklingt

Die kleinste auftretende Frequenz f_1 ist die jeweilige Grundfrequenz, entsprechend dem Kehrwert der Periodendauer T:

$$f_1 = 1/T \quad (\text{Gl. 6-7})$$

Die Amplitudenwerte nach Gl. 6-6 der Oberwellen treten konstant im Abstand $\Delta f = f_1 = 1/T$ auf.

Die erste Nullstelle der si-Funktion liegt beim Kehrwert der Impulsdauer:

$$f_{si1} = 1/\tau \quad (\text{Gl. 6-8})$$

Weitere Nullstellen folgen im Abstand $f_n = n \cdot f_{si1}$.

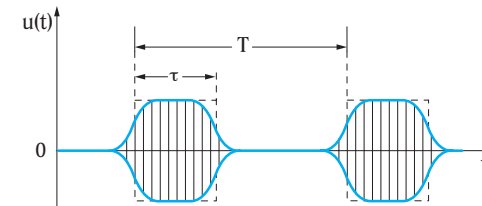


Bild 6-9 Endliche Puls-Zeitkonstanten bei realem Pulssignal

In den in der Praxis gemessenen Pulsspektren treten Nullstellen nicht so ausgeprägt auf, d.h. sie sind verschliffen. Das liegt an unvermeidlichen Unsymmetrien realer Signale, bei denen im Gegensatz zum idealen Rechteckimpuls immer endliche, exponentielle Anstiegs- und Abfallzeiten berücksichtigt werden müssen.

Bevor auf die unterschiedlichen Begriffe und auf die Abhängigkeiten des dargestellten Spektrums von der Meßbandbreite eingegangen wird, sollen zunächst der Vollständigkeit wegen auch andere Pulsformen betrachtet werden.

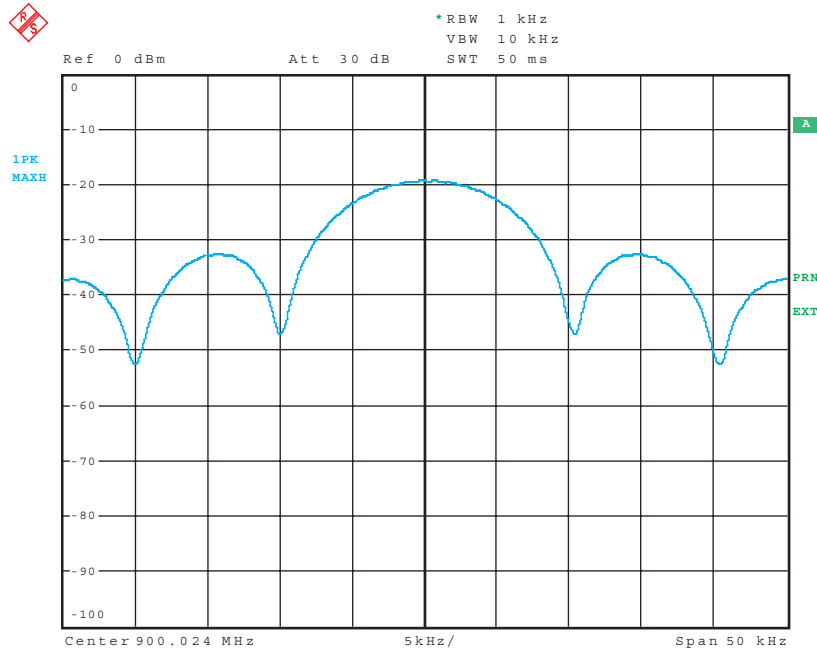


Bild 6-10 Reale Darstellung des Hüllkurvenspektrums mit dem Spektrumanalysator (Pulsdauer 100 μ s, Pulsperiodendauer 1 ms, Trägerfrequenz 900 MHz, Meßbandbreite 1 kHz)

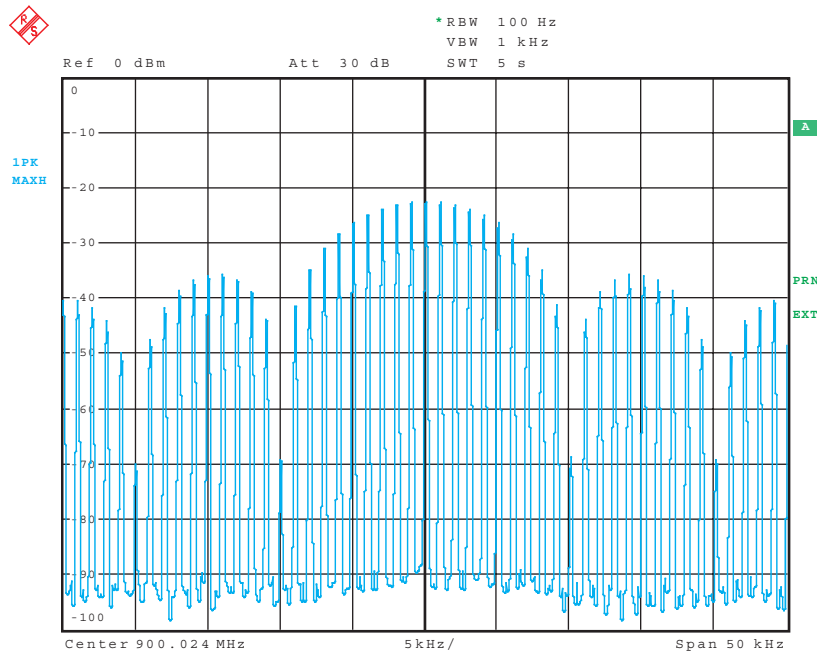


Bild 6-11 Reale Darstellung des Linienspektrums mit dem Spektrumanalysator; Einstellungen wie in Bild 6-10, jedoch Meßbandbreite 100 Hz

Dreieck- und Trapezimpuls

Das Spektrum eines Dreieckimpulses mit gleicher Anstiegs- und Abfallzeit wird von einer si^2 -Funktion eingehüllt. Der Trapezimpuls wiederum kann als Kombination aus Rechteck- und Dreiecksimpulsen gedacht werden.

Der Einfluss zusätzlicher Zeitkonstanten macht sich in Form unterschiedlich abfallender Amplituden im doppelt logarithmisch dargestellten Amplitudendichtespektrum bemerkbar. Während beim Trapezimpuls ab $1/\pi\tau$ die Einhüllende des Amplitudendichtespektrums mit 20 dB pro Dekade abfällt, gilt im Falle gleicher Anstiegs- und Abfallzeit 40 dB pro Dekade. Sind die Zeitkonstanten unterschiedlich, so ergibt sich bei der ersten (kleineren) Eckfrequenz ein Abfall von 20 dB pro Dekade und weitere 20 dB bei der zweiten (größeren) Eckfrequenz, ähnlich dem Verlauf des Trapezimpulses.

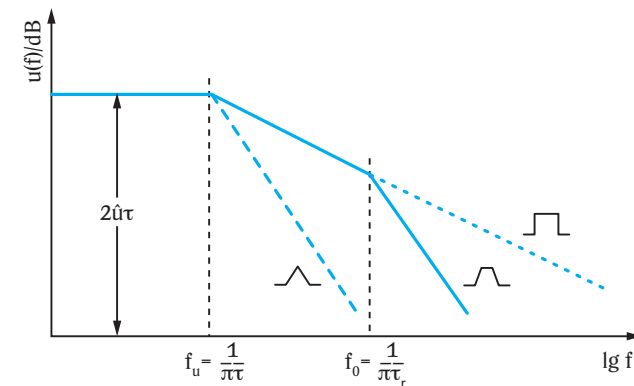


Bild 6-12 Amplitudendichtespektrum für Rechteck-, Trapez- und Dreiecksimpuls (im Bild gilt $\tau_{\text{rise}} = \tau_{\text{fall}}$)

Grenzbetrachtungen mit $\tau \rightarrow 0$ zeigen anschaulich die Verschiebung dieser Eckfrequenz (Bild 6-12) zu unendlich hohen Frequenzen. Die Betrachtung des Grenzfalles, daß die Periodendauer $T \rightarrow \infty$ geht, d.h. $\Delta f = 1/T \rightarrow 0$, führt auf den Einzelimpuls mit unendlich hoher Amplitude (Dirac-Impuls).

Die Fourier-Reihe erlaubt nur die Darstellung periodischer Zeitbereichsfunktionen. Mit Hilfe von Grenzwertbetrachtungen mit $T \rightarrow \infty$ und $\Delta f \rightarrow 0$ können aber auch nichtperiodische Funktionen beschrieben werden. Der Ansatz dazu erfolgt mit Hilfe der Fourier-Transformierten über das Fourier-Integral.

In der Praxis treten häufiger nichtperiodische Vorgänge auf wie z.B. bei Schaltvorgängen, Blitzen oder auch elektrostatischen Entladungen.

6.2.2 Linien- und Hüllkurvenspektrum

Die Energie des periodischen Impulses tritt bei den diskreten Frequenzen $n \cdot f_1$ auf, d.h. bei $n \cdot 1/T$ (siehe Gl. 6-7).

Die einhüllende si-Funktion hat Nullstellen bei ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz in Abhängigkeit vom Tastverhältnis τ/T . Bei Verwendung des Pulssignals als Modulation eines Trägers erhält man eine symmetrische Verteilung des Spektrums oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz. Abhängig von der Meß- und Auflösungsbreite sind bei der Messung des Spektrums mit einem frequenzselektiven Spektrumanalysator oder Meßempfänger drei Fälle zu unterscheiden:

1. Ist die Meßbandbreite B klein gegenüber dem Abstand der Spektrallinien (gegeben durch $1/T = \Delta f$), so können die einzelnen Spektrallinien aufgelöst werden. Dieser Fall beschreibt ein Linienspektrum.

$$B < 1/T \tag{Gl. 6-9}$$

Eine weitere Verringerung der Bandbreite liefert gleiche Amplitudenwerte, reduziert aber das Rauschen und verbessert somit den Störabstand mit dem Bandbreitenverhältnis $10 \cdot \lg(B_1/B_2)$.

2. Die Bandbreite B ist größer als der Abstand Δf der Spektrallinien, aber kleiner als der Abstand $1/\tau$ der ersten Nullstelle der einhüllenden si-Funktion zur Trägerfrequenz.

Die Spektrallinien können nun nicht mehr aufgelöst werden, die Amplitude der Einhüllenden ist bandbreitenabhängig. Dies ist verständlich, da die Amplitude davon abhängt, wie viele Spektrallinien innerhalb der Meßbandbreite erfaßt werden.

$$1/\tau > B > 1/T \tag{Gl. 6-10}$$

Obige Bedingung beschreibt den Fall der Hüllkurvendarstellung. Die Amplitude der Hüllkurve steigt mit zunehmender Bandbreite mit $20 \lg B_2/B_1$.

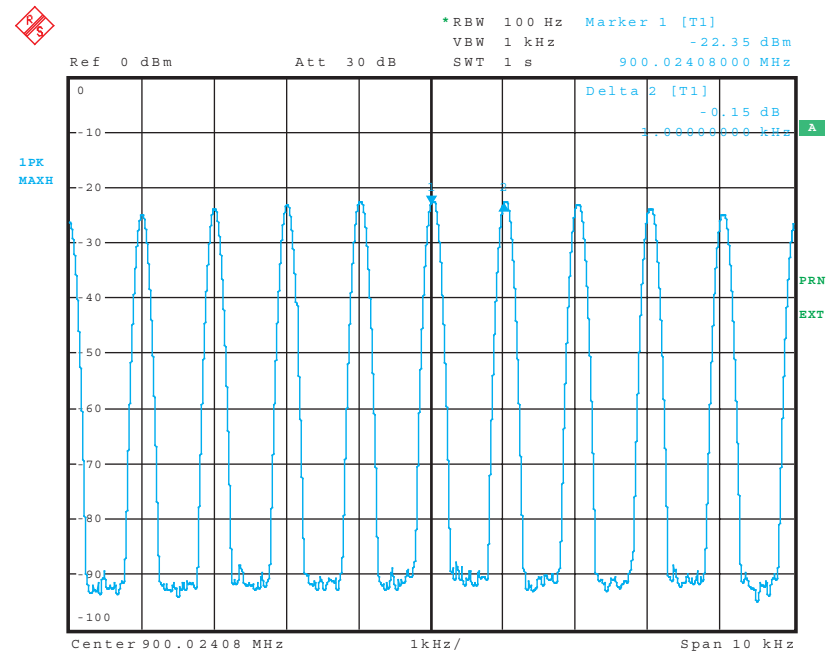


Bild 6-13 Linienspektrum eines gepulsten Signals
(Meßbandbreite $B = 100 \text{ Hz} < 1/T = 1 \text{ kHz}$)

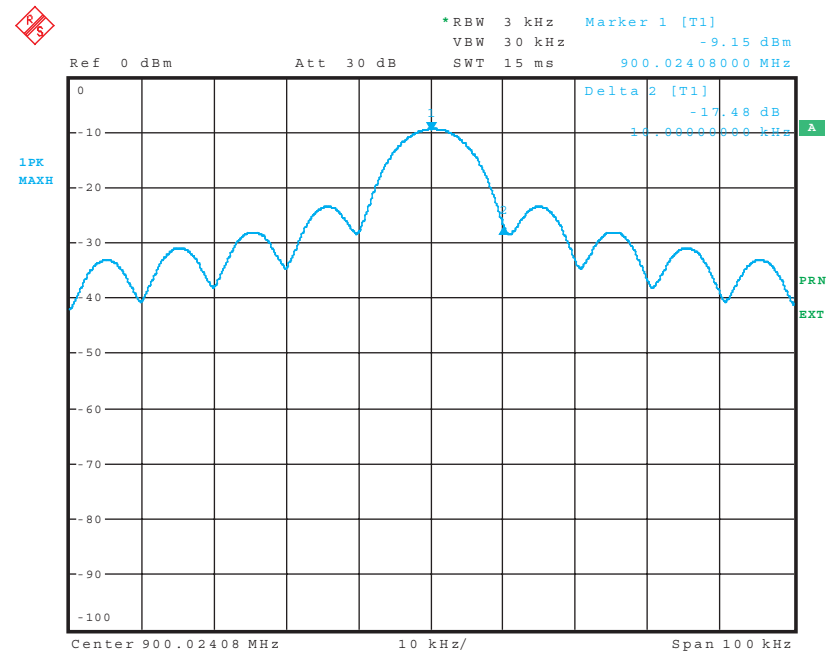


Bild 6-14 Hüllkurvenspektrum eines gepulsten Signals
($1/\tau = 10 \text{ kHz} > B = 3 \text{ kHz} > 1/T = 1 \text{ kHz}$)

3. Die Bandbreite B ist größer als die Nullstellen-Abstände der Hüllkurve, die Selektion ist nicht mehr wirksam und dadurch die Amplitudenverteilung im Spektrum nicht mehr erkennbar. Die Pulsantwort des Filters nähert sich mit zunehmender Bandbreite der Zeitfunktion des pulsmodulierten Trägers.

$$B > 1/\tau \quad (Gl. 6-11)$$

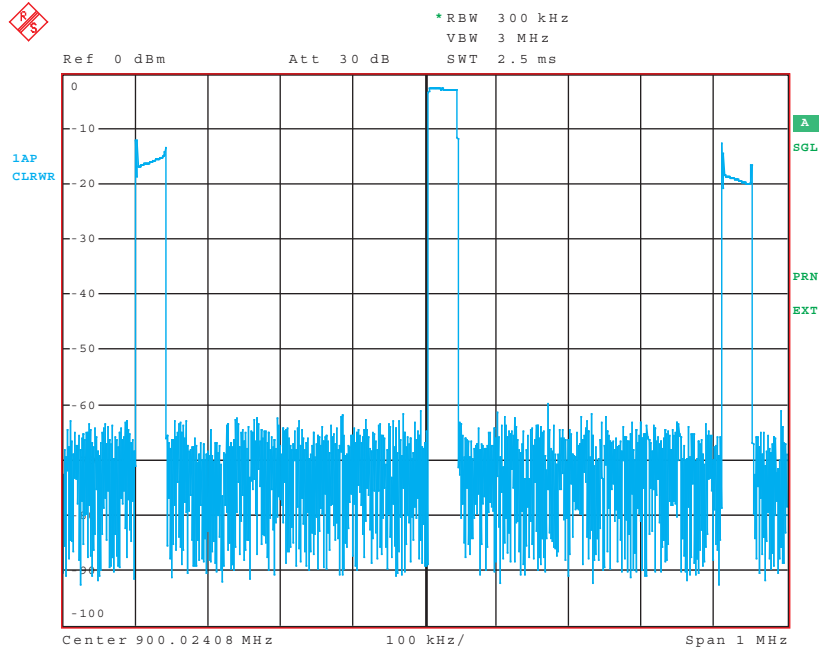


Bild 6-15 Übergang zur zeitlichen Darstellung. Die Pulsdauer von $100 \mu\text{s}$ und die Periodendauer von 1 ms sind noch deutlich erkennbar

Zur einfachen Unterscheidung:

- Beim Linienspektrum ändert sich die Anzahl der Linien nicht mit der Bandbreite oder dem Frequenzhub, die Amplitude bleibt konstant.
- Beim Hüllkurvenspektrum ändert sich die Anzahl der Linien mit der Bandbreite, nicht aber mit dem Frequenzhub. Die Amplitudenanzeige wird mit zunehmender Auflösesebandbreite größer aufgrund des größeren Energieanteils innerhalb der Meßbandbreite.

Bei Pulsmodulation verringert sich also mit kleiner werdender Bandbreite die angezeigte Amplitude, man spricht von Pulse Desensitation. Der Zu-

sammenhang kann durch die Bestimmung des Puls-Desensitationsfaktors (PDF) wiedergegeben werden:

$$PDF_{line} = 20 \cdot \lg(\tau/T) \quad (Gl. 6-12)$$

für Amplitudenwerte im Linienspektrum und

$$PDF_{envelope} = 20 \cdot \lg(\tau KB) \quad (Gl. 6-13)$$

für Amplitudenwerte im Hüllkurvenspektrum. Der Formfaktor K ist abhängig von der Art des verwendeten Auflösefilters und wird im nächsten Abschnitt näher erläutert; als Beispiele seien hier $K = 1$ für GAUSS-Filter und $K = 1,5$ für Rechteckfilter genannt. Bei der Messung von Pulssignalen muß ein Kompromiß eingegangen werden, da einerseits bei kleinen Auflösesebandbreiten die angezeigte Amplitude zu gering werden kann, andererseits mit großer Auflösesebandbreite die Amplitudenanzeige größer wird, aber die Auflösung zunehmend leidet. In der Praxis hat sich dafür folgender Wert bewährt:

$$\tau \cdot B = 0,1 \quad (Gl. 6-14)$$

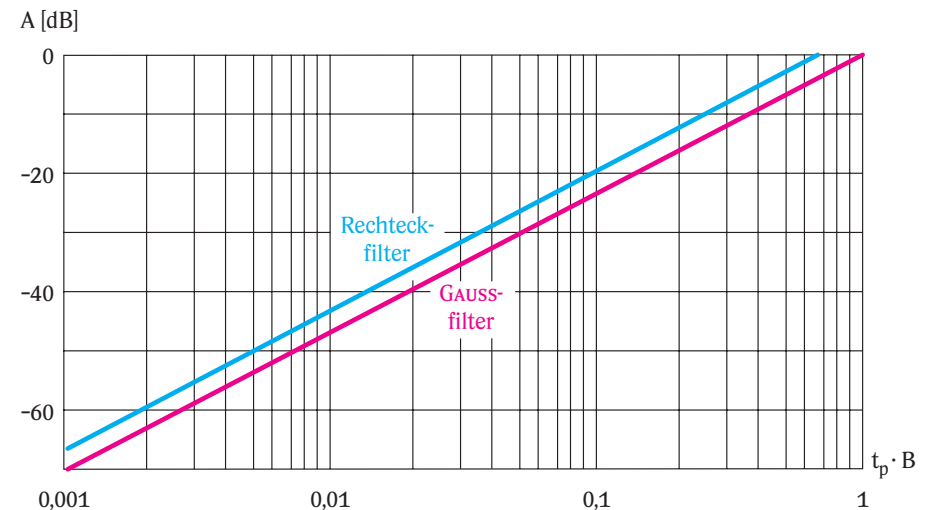


Bild 6-16 Abhängigkeit des Amplitudenverlusts vom Zeit-Bandbreiten-Produkt $t \cdot B$

Beispiele:

Ein Puls der Dauer $\tau = 2 \mu\text{s}$ und Pulsfrequenz 5 kHz ($= 1/T$), entsprechend einer Periodendauer von $T = 200 \mu\text{s}$, wird mit einem GAUSS-Filter ($K = 1$) der Bandbreite $B = 1 \text{ kHz}$ vermessen.

Es gilt die Bedingung aus Gl. 6-9 ($B < 1/T$), d.h. es liegt ein Linienspektrum vor. Mit Gl. 6-12 ergibt sich

$$PDF_{\text{line}} = 20 \cdot \lg(2 \mu\text{s} / 200 \mu\text{s}) = -40 \text{ dB}$$

Der angezeigte Amplitudenwert des Trägers im unmodulierten Zustand wäre demnach um 40 dB höher.

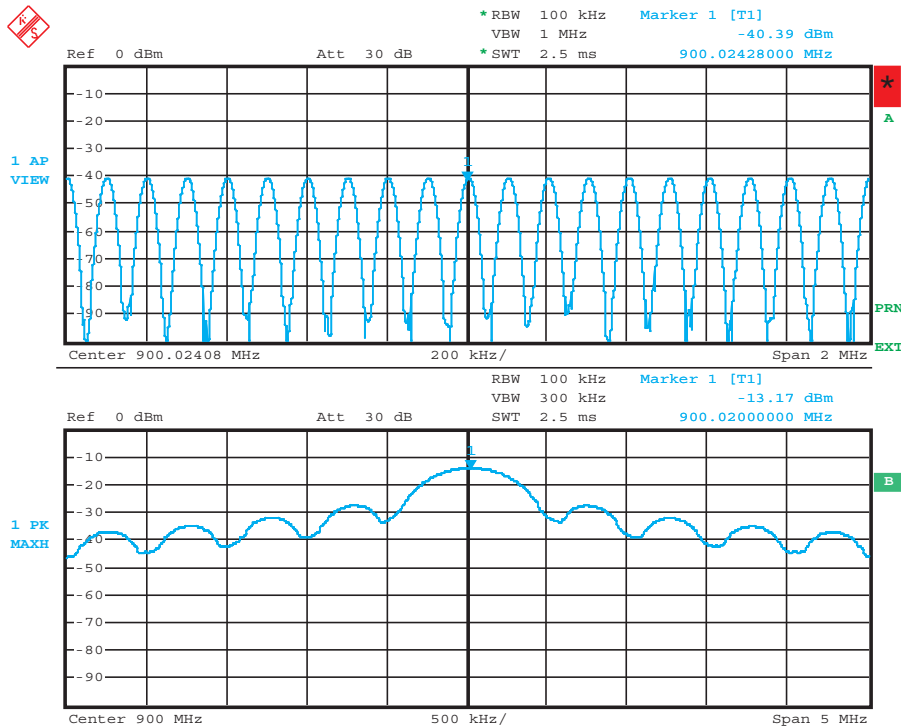


Bild 6-17 Pulsspektren gemessen mit verschiedenen Meßbandbreiten. Die Marker zeigen den Desensitationsfaktor an. Der Pegel des unmodulierten Trägers ist 0 dBm

Die gleiche Messung mit den selben Parametern wird wiederholt, jedoch mit einer Meßbandbreite B von 100 kHz . Es gilt die Beziehung aus Gl. 6-10 ($1/t > B > 1/T$), d.h. es liegt ein Hüllkurvenspektrum vor. Mit Gl. 6-13 ergibt sich:

$$PDF_{\text{envelope}} = 20 \cdot \lg(2 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3) = 20 \cdot \lg(2 \cdot 10^{-1}) = -14 \text{ dB}$$

Die maximale Amplitude des Spektrums ist um 14 dB niedriger als die des unmodulierten Trägers.

6.2.3 Auflösfilter bei Pulsmessungen

Die Spektrallinien breitbandiger Impuls-signale sind miteinander korreliert. Die Pegelanzeige verdoppelt sich daher bei Verdopplung der Meßbandbreite. Um die tatsächliche Impulsbandbreite zu ermitteln, muß die Pegelanzeige bei Verwendung des realen Filters mit der Pegelanzeige bei Verwendung eines idealen Rechteckfilter verglichen werden. Bei GAUSS-Filtern, die aufgrund ihres günstigen Einschwingverhaltens üblicherweise verwendet werden, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$B_1 = 1,506 \cdot B_{3dB} \tag{Gl. 6-15}$$

mit B_1 Impulsbandbreite, in Hz

Die Impulsbandbreite entspricht bei GAUSS- oder gaußähnlichen Filtern etwa der 6-dB-Bandbreite. Für Spektrumanalysatoren werden üblicherweise 3-dB-Bandbreiten angegeben, wogegen man in der Störmeßtechnik, in der häufig spektrale Messungen an Impulsen durchgeführt werden müssen, ausschließlich die 6-dB-Bandbreiten spezifiziert.

Die Zusammenhänge zwischen 3-dB-, 6-dB-, Rausch- und Impulsbandbreiten für verschiedene Filter wurden bereits in Kapitel 4 erläutert. Die Umrechnungsfaktoren lassen sich direkt aus der nachstehenden Tabelle entnehmen.

Ausgangswert 3-dB-Bandbreite		4 Filterkreise (analog)	5 Filterkreise (analog)	GAUSS-Filter (digital)
6-dB-Bandbreite	(B_{6dB})	$1,480 \cdot B_{3dB}$	$1,464 \cdot B_{3dB}$	$1,415 \cdot B_{3dB}$
Impulsbandbreite	(B_I)	$1,806 \cdot B_{3dB}$	$1,727 \cdot B_{3dB}$	$1,506 \cdot B_{3dB}$
Ausgangswert 6-dB-Bandbreite				
3-dB-Bandbreite	(B_{3dB})	$0,676 \cdot B_{6dB}$	$0,683 \cdot B_{6dB}$	$0,707 \cdot B_{6dB}$
Impulsbandbreite	(B_I)	$1,220 \cdot B_{6dB}$	$1,179 \cdot B_{6dB}$	$1,065 \cdot B_{6dB}$

Anzumerken ist, daß die durch die Pulsdauer τ und die Periodendauer T vorgegebenen Eckfrequenzen bzw. das Pulsspektrum nicht durch einen Videofilter beeinflußt werden dürfen. Moderne Meßgeräte bieten wählbare Kopplungsfaktoren zwischen Meß- bzw. Auflösebandbreite und Videobandbreite sowie zwischen Meß- und Einschwingzeiten. Je nach Vorgabe kann für Pulsmessungen ein voreingestellter Kopplungswert oder auch ein frei wählbarer Faktor definiert werden, z.B. eine um Faktor 10 höhere Videobandbreite als die Meßbandbreite.

Die Realisierung der Auflösebandbreite über digitale Filter ändert nichts an der Bewertung von Pulsignalen. Sie sind ebenso geeignet und haben neben den Vorteilen der Temperatur- und Langzeitstabilität den Vorzug, daß sich selektivere Filter, also Filter mit niedrigerem Formfaktor, realisieren lassen als mit analogen Filtern.

Sofern Spektrumanalysatoren ausschließlich auf Basis der schnellen Fourier-Transformation (FFT) arbeiten, sind diese Meßgeräte für Pulsmessungen nicht geeignet. Bei FFT wird das Spektrum aus einem Ausschnitt des Zeitsignals berechnet. Wie in Kapitel 3.1 bereits gezeigt wurde, sind die Meßergebnisse abhängig von der Wahl dieses Ausschnitts, die FFT-Analyse ist damit zur Analyse von Pulssignalen unbrauchbar. Es ist deshalb wichtig, daß Analysatoren neben der FFT-Analyse auch analoge und digitale Filter zur Verfügung stellen.

6.2.4 Kenngrößen von Analysatoren

Aus dem bisher Beschriebenen ist deutlich geworden, daß bei der Vermessung und Bewertung von Pulssignalen auf vieles mehr zu achten ist, als bei sinusförmigen Signalen. Meist wird in Datenblättern von Spek-

trumanalysatoren oder Meßempfängern der maximal zulässige Eingangssignalpegel für Sinussignale (CW-Signale) angegeben. Für Pulsmessungen sind Kennwerte wie spektrale Impulsdichte, maximale Impulsenergie oder Impulsspannungswerte wichtig, um Fehlmessung oder gar die Zerstörung des Meßgeräts zu vermeiden. Es macht deshalb Sinn, einen Wert wie die spektrale Impulsdichte zu definieren, also die (Impuls-)Spannung auf eine Referenzbandbreite zu beziehen (siehe auch Kapitel 5.4, 1-dB-Kompressionspunkt und maximaler Eingangspegel). Diese wurde mit 1 MHz definiert. Die Kennwerte sind somit in Einheiten von $\mu\text{V}/1\text{ MHz}$ bzw. $\text{dB}\mu\text{V}/1\text{ MHz}$ gegeben.

Die spektrale Impulsleistungsdichte läßt sich aus einem gemessenen Pegelwert mit folgendem Korrekturfaktor leicht umrechnen:

$$K_I = 20 \lg (B_I / 1 \text{ MHz}) \quad (\text{Gl. 6-16})$$

Beispiel:

In einem Spektrumanalysator wird die Meßbandbreite durch ein GAUSS-Filter mit einer 3-dB-Bandbreite von 10 kHz festgelegt. Bei Messungen an einem Pulssignal erhält man eine Pegelanzeige von -67 dBm . Wie groß ist die spektrale Impulsdichte?

Der Meßwert muß zunächst in die Einheit $\text{dB}\mu\text{V}$ umgerechnet werden. Ein Pegel von 0 dBm entspricht $107\text{ dB}\mu\text{V}$, d.h. -67 dBm entsprechen $40\text{ dB}\mu\text{V}$. Die Impulsbandbreite wird für Gauss-Filter gemäß Gl. 6-15 mit $1,506 \cdot B_{3dB}$ zu $B_I = 15\text{ kHz}$ berechnet.

Mit Hilfe der Umrechnung nach Gl. 6-16

$$K_I = 20 \cdot \lg (B_I / 1 \text{ MHz}) = 20 \cdot \lg (15 \cdot 10^3 / 1 \cdot 10^6) = -36,5 \text{ dB}$$

wird der Korrekturwert von $-36,5\text{ dB}$ berechnet. Der Meßwert von $40\text{ dB}\mu\text{V}$ entspricht dann einer spektralen Impulsdichte von $76,5\text{ dB}\mu\text{V}/1\text{ MHz}$.

Zur maximalen Impulsenergie und -spannung - weitere wichtige Kenngrößen zur Beurteilung von Spektrumanalysatoren und Meßempfängern - sei auf Kapitel 5.4 verwiesen.

Bestimmte Geräte enthalten manchmal sogar zwei getrennte HF-Eingänge, von denen einer besonders impulsgeschützt ist und höhere Maximalwerte von (Puls-)Spannungsspitzen verträgt. Die auftretende Energie trifft auf die nachgeschaltete Eichleitung, die so ausgelegt sein muß, daß entstehende Wärme hinreichend gut abgeleitet wird. Ansonsten kann es zur Zerstörung von Komponenten kommen.

6.2.5 Pulsbewertung bei Störsignalmessungen

Bisher wurden Nutzsignale betrachtet, die zur Nachrichtenübermittlung dienen. Wie eingangs des Kapitels 6.2 gesagt, bildet die Messung und Bewertung von Störsignalen einen weiteren Schwerpunkt bei der Analyse pulsartiger Signale.

Das Thema der elektromagnetischen Verträglichkeit ist von weitreichender Bedeutung, da fast jede elektronische Schaltung und jedes Gerät neben den gewollten auch unerwünschte Signale erzeugt, oder die gewollt erzeugten Signale sich an unerwünschten Stellen des Signalpfads Einkoppeln. Erschwerend kommt hinzu, daß die Ausbreitung der Störungen leitungsgebunden oder gestrahlt erfolgen kann.

Durch Normen und Richtlinien ist die Reproduzierbarkeit von Störmessungen sicherstellt. In den einschlägigen EMV-Standards sind produktabhängig Grenzwertlinien definiert, die dem Meßobjekt und dem späteren Einsatzgebiet (häusliche, industrielle oder militärische Umgebung) Rechnung tragen. Für sogenannte „kommerzielle Messungen“ (im Gegensatz zu militärischen Vorschriften) wird dazu ein speziell ausgelegter, kalibrierter Detektor, der Quasi-Peak-Detektor, verwendet, der kontinuierliche Pulssignale entsprechend ihrer Pulswiederholfrequenz bewertet. Die so bewerteten Pegel können mit den festgelegten Grenzwertlinien verglichen werden. Liegen die ermittelten Pegelwerte darunter, ist von einem störungsfreien Einsatz im Sinne der elektromagnetischen Verträglichkeit auszugehen.

Leitungsgebundene Pulse sind bei heute üblichen, angepaßten Schaltungen nicht so gefährlich, sofern ihr Energiegehalt einen gewissen Grenzwert nicht überschreitet. Häufiger kommt es vor, daß durch den Störpuls ein schwingungsfähiger Schaltkreis angestoßen wird und zu oszillieren beginnt.

Beispiele:

Aus der bisherigen Darstellung, z. B. aus Bild 6-12, geht hervor, daß sich die Bandbreitenbelegung eines Störimpulses umgekehrt proportional zu seiner Dauer verhält. Hat etwa ein Störimpuls mit einer Pulsbreite von $1 \mu\text{s}$ die erste Nullstelle im Spektrum bei 1 MHz , so wird ein Abfall der Störampplituden erst ab ca. 300 kHz signifikant. Bei einem 100 ns breiten Störimpuls dagegen ist dieser Abfalls erst bei 3 MHz gegeben.

Die Amplitude eines Pulses betrage 1 V . Bei einer Pulsbreite von $1 \mu\text{s}$ ist sein Energiegehalt (Produkt aus Spannung und Zeit) demnach $1 \mu\text{Vs}$. Ein 100 ns breiter Störimpuls mit 10 V Amplitude hat ebenfalls eine Energie von $1 \mu\text{Vs}$. Ein Spektrumanalysator zeigt nun mit seiner auf Effektivwerte von Sinusspannungen bezogenen Anzeige bei Einstellung einer 10-kHz -Impulsbandbreite für beide Pulse eine Spannung von 10 mV an – sowohl für den $1\text{-}\mu\text{s}$ - als auch für den 100-ns -Puls; der Analysator kann also nicht entscheiden, welche Amplitude der Puls ursprünglich hatte. Aus dem abgelesenen Spannungswert kann also nicht geschlossen werden, ob Übersteuerung vorliegt, da auch ein Impuls mit 10 ns Breite und 100 V Amplitude zur gleichen Anzeige führt.

6.2.5.1 Detektoren, Zeitkonstanten

Die unter Kapitel 4.2 beschriebenen Spitzenwert-Detektoren, also Max-Peak-, Min-Peak-, Auto-Peak- und Sample-Detektor, sind in den meisten Spektrumanalysatoren standardmäßig vorhanden. Zusätzlich sind in modernen Geräten auch Effektivwert(RMS)- und Mittelwert(AV)-Detektoren implementiert.

Ein spezieller Detektor für Störimpulsmessungen, der sogenannte Quasi-Peak-Detektor (QP), ist häufig als Option erhältlich. Er stellt besondere Anforderungen hinsichtlich des Dynamikbereichs und der Linearität des Eingangs, aber auch der ZF-Stufe, die von einer Vielzahl der Geräte am Markt nicht erfüllt werden. Die Forderungen ergeben sich aus der Bewertungscharakteristik für Pulsfolgen (durch die Norm CISPR 16-1 vorgegeben), die durch eine Unterbewertung von Pulsfolgen mit niedriger Pulsfolgefrequenz (beim Einzelpuls bis 40 dB) einen um Faktor 100 größeren Aussteuerungsbereich verlangt.

Relativer Eingangspegel für konstante Anzeige in dB

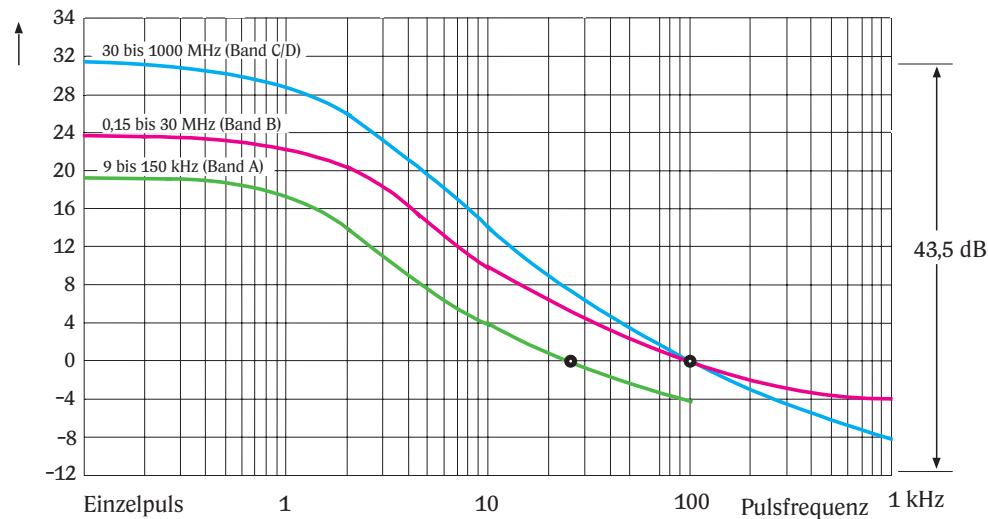


Bild 6-18 Pulsbewertung nach CISPR 16 für unterschiedliche Pulsfolgefrequenzen

Entsprechend der von CISPR festgelegten Frequenzbänder sind dem Quasi-Peak-Detektor definierte Lade- und Entlade-Zeitkonstanten wie auch Bandbreiten zugewiesen. Damit wird in den verschiedenen CISPR-Bändern gewährleistet, daß die Meßwerte im Sinne der Reproduzierbarkeit und des Vergleichs mit Grenzwertlinien immer mit gleichen Zeitkonstanten und gleicher Meßbandbreite (üblicherweise immer die Impulsbandbreite) aufgenommen werden. Man spricht deshalb von einer bewerteten Anzeige des QP-Detektors und einer Impulsbewertungskurve, die zudem auch noch die von früher herrührende Trägheit einer mechanischen Instrumentenanzeige als Zeitkonstante beinhaltet.

Die CISPR-Bänder sind wie folgt festgelegt:

CISPR A	9 kHz ...	150 kHz
CISPR B	150 kHz ...	30 MHz
CISPR C	30 MHz ...	300 MHz
CISPR D	300 MHz ...	1000 MHz

Frequenzband	6-dB-Meßbandbreite	Ladezeit des QP-Detektors	Entladezeit des QP-Detektors	Zeitkonstante Instrument
CISPR A	200 Hz	45 ms	500 ms	160 ms
CISPR B	9 kHz	1 ms	160 ms	160 ms
CISPR C	120 kHz	1 ms	550 ms	100 ms
CISPR D	120 kHz	1 ms	550 ms	100 ms

Diese Bewertung unterschiedlicher Pulsfolgefrequenzen ergibt, daß sich die angezeigten Pegel am stärksten bei niedrigen Pulsfolgen unterscheiden. Mit zunehmender Pulsfolgefrequenz (Pulse Repetition Frequency, PRF), etwa für PRF >10 kHz, nähern sich die Pegelanzeigen aller Detektoren (AV, RMS und QP) dem Wert des Spitzenwertdetektors an.

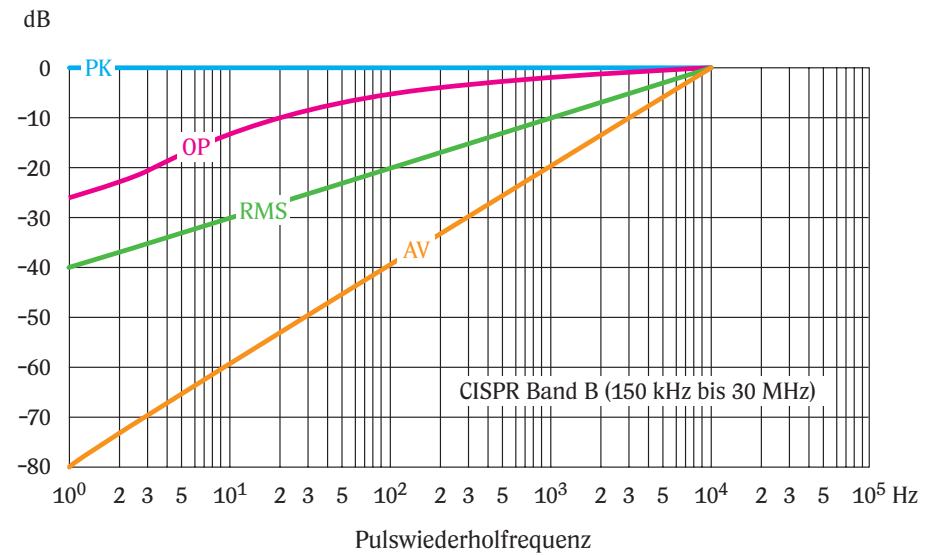


Bild 6-19 Pegelanzeige für unterschiedliche Detektoren und Pulsfolgefrequenzen relativ zur Spitzenwertanzeige

Für die Kalibrierung der QP-Anzeige bei Spektrumanalysatoren und Meßempfängern gibt es spezielle Normimpulsgeneratoren. Auch an diese werden hohe Anforderungen gestellt. Zur Kalibrierung von Meßempfängern bis 1 GHz sind Pulse mit einer Pulsbreite weit unter 1 ns erforderlich, in der Praxis 200 oder 250 ps. Daher sind neben der kurzen Pulsdauer auch extrem kurze Anstiegs- und Abfallzeiten der Pulse zu realisieren. Zur Nachbildung der Bewertungskurve nach CISPR muß die Pulsfrequenz des Generators variabel sein.

Spitzenwertdetektor Pk/MHz

Eine weitere Pegelangabe in der Störmeßtechnik ist die Spitzenwertanzeige bezogen auf 1 MHz Bandbreite. In dieser Anzeigeart wird die spektrale Impulsspannungsdichte des Eingangssignals gemessen. Der Spitzenwert am Ausgang des Hüllkurvendemodulators innerhalb der gewählten Meßzeit wird auf 1 MHz bezogen. Zu beachten ist, daß sich die Spitzenwertanzeige bedingt durch die Meßbandbreite um $20 \cdot \lg(1 \text{ MHz}/B_i)$ erhöht.

Breitband- und Schmalbandstörungen

Für die Pulsbewertung kommen in der EMV unterschiedliche Verfahren zur Anwendung. Hintergrund sind die für Breitband- und Schmalbandstörungen unterschiedlich festgelegten Grenzwerte. Breitbandstörungen decken das Spektrum relativ gleichmäßig ab, sind aber aufgrund der spektralen Verteilung subjektiv weniger störend als ein fast sinusförmiges Störsignal (Schmalbandstörer) mit sehr hohem Pegel. Die erlaubten Störemissionsgrenzwerte für Breitbandstörer sind daher z. B. (abhängig von der geltenden Norm) um 10 dB höher als Schmalbandgrenzwerte. Dies bedeutet, daß ein Schmalbandstörer durch geeignete Entstörmittel oder Schirmung mindestens um 10 dB besser entstört, also gedämpft werden muß.

Als Verfahren zur Bestimmung und Unterscheidung von Breitband- und Schmalbandstörungen sind die Detektormethode und die Bandbreiten-Verstimmungsmethode geeignet.

Die Detektormethode geht davon aus, daß eine Schmalbandstörung vorliegt, wenn die Bewertung mit Spitzenwert- und Mittelwertdetektor annähernd gleiche Ergebnisse bringt (Abweichung < 6 dB). Ist der Unterschied größer, dann hat die Störung Breitbandcharakter und es gelten die Grenzwerte für Breitbandstörungen. Die Detektormethode kann sowohl mit PK/AV- als auch mit PK/RMS-Detektorvergleich ausgeführt werden, abhängig von der verwendeten Norm.

Die Bandbreiten-Verstimmungsmethode funktioniert folgendermaßen: Ein Signalpegel wird z. B. bei gewähltem Spitzenwertdetektor angezeigt. Dieser Pegel gilt nun als Referenzwert. Die Messung wird mit gleichen Einstellungen wiederholt, nur mit einer um $\pm(\text{Meßbandbreite } B)$ versetzten Mittenfrequenz. Liegen die beiden neuen Meßwerte unterhalb der Entscheidungsschwelle von z. B. 6 dB unter dem Referenzpegelwert, so gilt das

Signal als Schmalbandstörer. Ein nicht als Schmalbandstörer identifizierter Störer gilt als potentieller Breitbandstörer. Die Verstimmungsmethode kann auch mit $\pm 2B$ ausgeführt werden. Beide Varianten sind in den Normen erlaubt.

6.2.5.2 Meßbandbreiten

Die in den Normen festgelegten Meßbandbreiten für Pulsmessungen im Rahmen der Störemissionsmessung sind ausschließlich als Impulsbandbreiten zu verstehen. Für kommerzielle Normen sind es die Meßbandbreiten mit

200 Hz, 9 kHz, 120 kHz (zivile Messvorschriften z.B. EN, VDE, FCC, VCCI etc.),

für militärische Standards gelten dekadisch gestufte Bandbreiten von

10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz.

Moderne Spektrumanalysatoren, die aufgrund ihrer technischen Auslegung hinsichtlich Übersteuerungsfestigkeit und Dynamik für Störemissionsmessungen geeignet sind, haben diese Bandbreiten (gekennzeichnet als Impulsbandbreiten) und auch den QP-Detektor zusätzlich integriert.

6.3 Kanal- und Nachbarkanal-Leistungsmessung

(Dipl.-Ing. Roland Minihold)

6.3.1 Einführung

Auch neueste Mobilfunksysteme der dritten Generation, die nach dem Code-Multiplex-Prinzip (CDMA) arbeiten, haben nach wie vor auch eine Frequenz-Multiplex-Komponente, so wie die TDMA-Systeme der zweiten Generation (TDMA, Time Domain Multiplex, z. B. GSM oder IS-136) oder die traditionellen, analogen FDMA-Systeme der ersten Generation (FDMA, Frequency Domain Multiplex, z. B. AMPS).

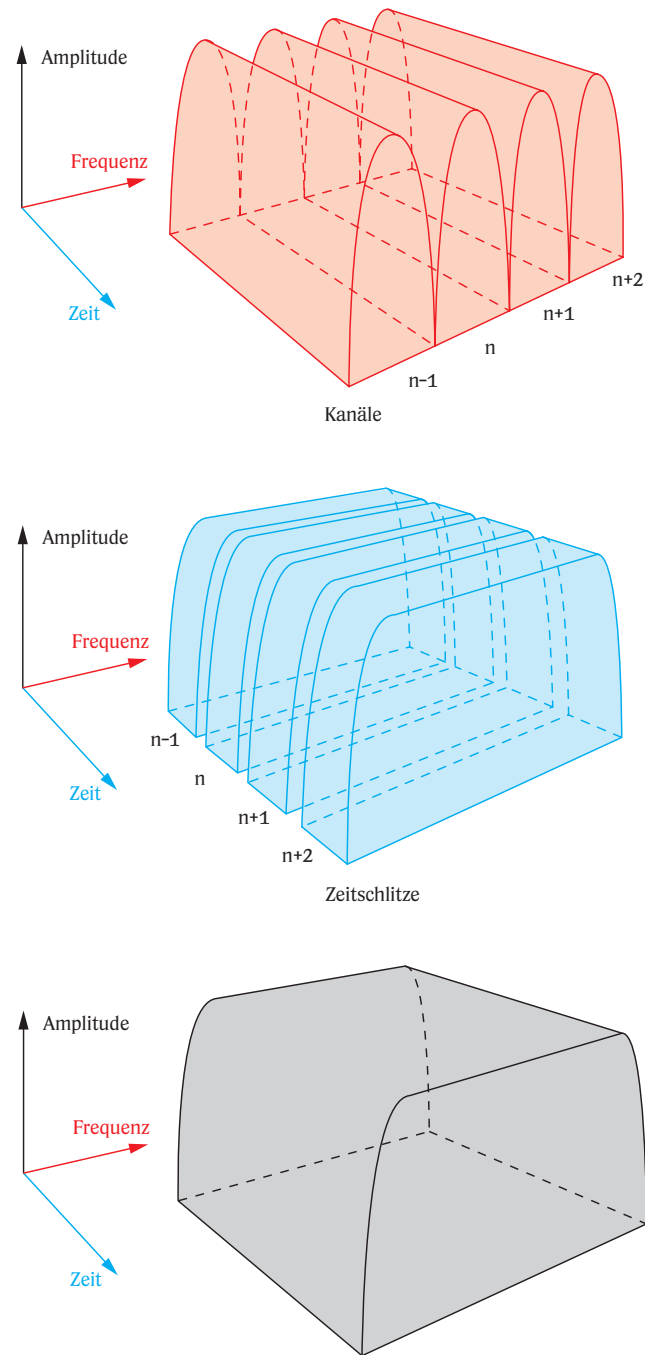


Bild 6-20 Die verschiedenen Methoden zur Kanalbildung in (Mobil-)Funksystemen durch Multiplexing einer Signal-Dimension: FDMA (a), TDMA (b) und CDMA (c)

Das bedeutet, daß auch in diesen Fällen stets mehrere, dann vielfach genutzte Funkkanäle im Frequenzbereich nebeneinander liegen. Der wesentliche Unterschied der verschiedenen Systeme besteht lediglich darin, daß die Funkkanäle im Vergleich zu den traditionellen analogen Funksystemen eine zunehmend größere Bandbreite belegen. Bei letzteren, wie z.B. dem amerikanischen AMPS-System, ist jedem Benutzer ein eigener Sende- und Empfangs-Funkkanal zugeordnet, die beide während der aktiven Funkverbindung durchgängig belegt sind. Bei TDMA-Systemen teilen sich mehrere Teilnehmer entweder jeweils einen Sende- und Empfangskanal im Zeitbereich (Frequenzduplex, wie zum Beispiel im GSM-System) oder Sende- und Empfangskanal sind identisch (Time Duplex wie z.B. bei DECT). Bei Mobilfunksystemen, die nach dem CDMA-Verfahren arbeiten, teilen sich viele Nutzer (z.B. 128) jeweils einen entsprechend breiten Sende- und Empfangskanal. Beide werden ganzzeitig genutzt und die Teilnehmer dabei über „Despreading Codes“ voneinander separiert.

Um möglichst vielen Teilnehmern einen ungestörten Empfang zu ermöglichen, ist es in jedem Fall erforderlich, daß die im Frequenzbereich benachbarten Übertragungskanäle nicht gestört werden. Ein Maß für die Störung ist die Nachbarkanalleistung, die möglichst klein sein soll und entweder absolut (in dBm) oder relativ, bezogen auf die Kanalleistung im Sendekanal (in dBc), angegeben wird.

Für cdmaOne-Systeme (IS-95, Kanalbandbreite 1,25 MHz) gibt es zusätzlich Grenzwerte für die in den benachbarten analogen Funkkanälen des AMPS-Systems (30 kHz Kanalbandbreite) ausgesendeten Signale.

Bei den TDMA-Systemen (z.B. IS-136 oder GSM) liegt die Sendeleistung und damit auch die in den Nachbarkanälen unerwünscht abgestrahlte Leistung nur in bestimmten Zeitintervallen (Slots) an, was besondere Maßnahmen wie z.B. Gating, also Messung nur während des aktiven Zeitintervalls, verlangt. Zusätzlich wird hier im allgemeinen danach unterschieden, ob Nebenausstrahlungen im Nachbarkanal durch das stationäre, modulierte Sendesignal (spectrum due to modulation, Nachbarkanalleistung aufgrund der Modulation) oder durch das Ein- bzw. Austasten des Sendesignals (spectrum due to switching) hervorgerufen werden. Ein Spektrumanalysator, mit dem Messungen an TDMA-Systemen durchgeführt werden sollen, muß also über geeignete Meßfunktionen zur Bestimmung der Nachbarkanalleistung sowie auch über Gating- und Trigger-Funktionen verfügen.

6.3.2 Wichtige Parameter bei der Nachbarkanal-Leistungsmessung

Neben der Kanalbandbreite (channel bandwidth) des Nutzkanals und der Nachbarkanäle sind auch die Kanal-Abstände (channel spacing) wichtige Parameter bei der Nachbarkanal-Leistungsmessung. Unter dem Kanalabstand versteht man die Differenz zwischen der Kanalmittefrequenz des Nutzkanals und der des jeweiligen Nachbarkanals.

Ebenso ist die Anzahl der Nachbarkanäle, in denen die Kanalleistung gemessen werden soll, von Bedeutung. Die nachfolgende Tabelle gibt einen Überblick darüber, welche Kanäle abhängig von der Kanalanzahl zu messen sind:

Anzahl der Kanäle	Zu messende Kanalleistung
0	Nur Nutzkanal
1	Nutzkanal und oberer/unterer Nachbarkanal (upper / lower adjacent channel)
2	Nutzkanal und unterhalb sowie oberhalb des Nutzkanals je zwei benachbarte Kanäle (adjacent channels + 1. alternate channels)
3	Nutzkanal und unterhalb und oberhalb des Nutzkanals je drei benachbarte Kanäle (adjacent channels + 1. alternate channels + 2. alternate channels)

Wie in Bild 6-21 dargestellt, haben die verschiedenen Nachbarkanäle abhängig von ihrer Lage zum Nutzkanal verschiedene Bezeichnungen. Die Anzahl der Kanäle ist in diesem Beispiel auf zwei eingestellt.

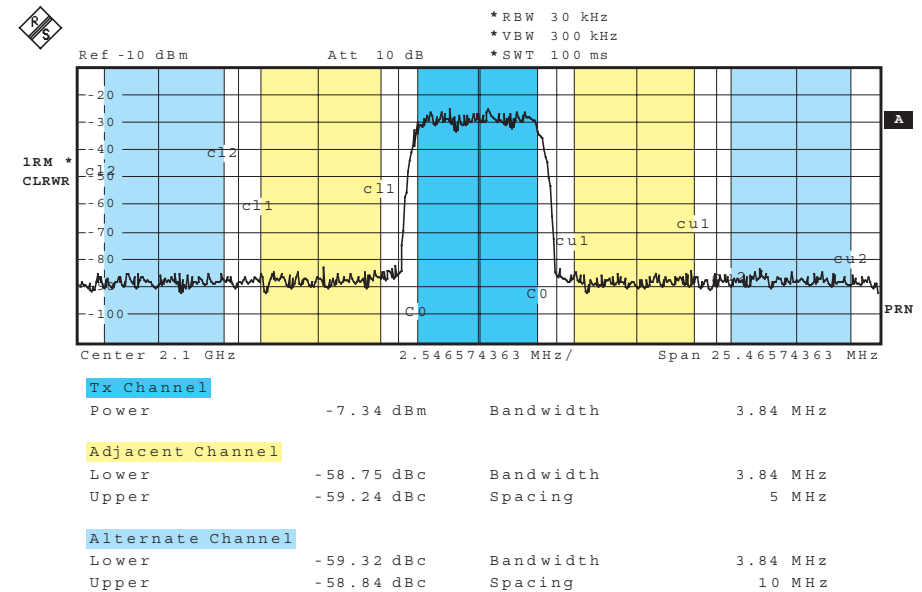


Bild 6-21 Lage von Nutzkanal und Nachbarkanälen im Frequenzbereich, hier bei einem W-CDMA-Signal

6.3.3 Meßdynamik bei Nachbarkanal-Leistungsmessungen

(siehe auch Kapitel 5.5, Dynamikbereich)

Die erzielbare Meßdynamik bei der Bestimmung der Nachbarkanalleistung mit einem Spektrumanalysator wird von drei Faktoren bestimmt (eine ausreichende Filterselektion zur Unterdrückung des Nutzkanals sowie ein ideales Meßsignal werden hier vorausgesetzt):

- **Thermisches Eigenrauschen des Analysators**
Hier ist der Signal-Rausch-Abstand anzusetzen, der mit der jeweiligen Geräteeinstellung (Meßpegel am Analysator, HF-Dämpfung, Referenz-Pegel) erzielt wird.
- **Phasenrauschen des Analysators**
- **Intermodulationsprodukte (spectral regrowth)**
Entscheidend sind Intermodulationsprodukte, die in die Nachbarkanäle fallen. Dies ist ein bestimmender Faktor vor allem bei Messungen an breitbandigen CDMA-Systemen.

Die Leistung im Nachbarkanal ergibt sich durch lineare Addition dieser einzelnen Beiträge. Die Anteile durch das thermische Rauschen und durch Intermodulationsprodukte sind abhängig vom Pegel am Eingang des ersten Mischers des Spektrumanalysators. Während der Einfluß des thermischen Eigenrauschens umgekehrt proportional mit dem Mischerpegel zurückgeht, nehmen die Intermodulationsprodukte überproportional zu. Die Summe aller Leistungsanteile ergibt die in Bild 6-22 dargestellte unsymmetrische „Badewannenkurve“. Zu jedem Mischerpegel läßt sich ein maximal erzielbarer Dynamikbereich angeben.

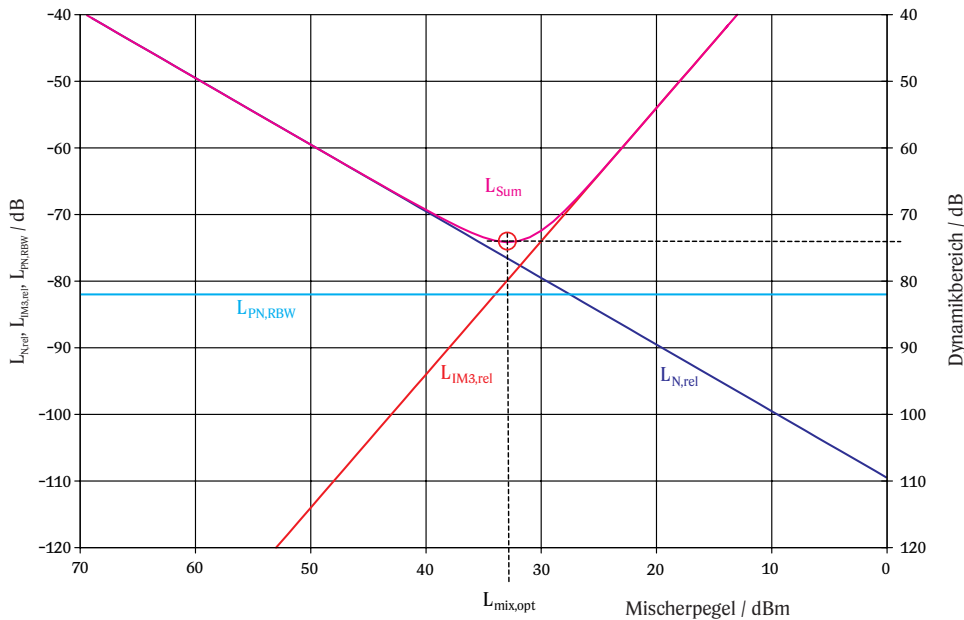


Bild 6-22 Dynamikbereich unter Berücksichtigung von thermischem Rauschen, Phasenrauschen und Intermodulationsprodukten 3. Ordnung

6.3.4 Meßverfahren zur Bestimmung der Nachbarkanal-leistung mit einem Spektrumanalysator

6.3.4.1 Integration der Leistung im Spektralbereich (integrated bandwidth method)

Die ZF-Filter von Spektrumanalysatoren sind üblicherweise in einem relativ groben Raster mit Stufen von 1, 3 oder 1, 2, 3, 5 ausgeführt und entsprechen außerdem in ihren Selektionseigenschaften nicht den Anfor-

derungen, die an ein Kanalleistungsfilter gestellt werden. Analoge ZF-Filter für Analysatoren sind üblicherweise als synchron abgestimmte 4- oder 5-Kreis-Filter realisiert, die ein optimiertes Einschwingverhalten aufweisen, um möglichst kurze Sweepzeiten zu erreichen. Die Selektionseigenschaften dieser Filter sind mit einem Shape-Faktor von ca. 12 für 4-kreisige Filter bzw. etwa 9,5 für 5-kreisige Filter eher mäßig und reichen in der Regel nicht aus, um bei Messungen im Nachbarkanal das Signal im Nutzkanal ausreichend zu unterdrücken. Auch digital realisierte Auflösfilter von modernen Spektrumanalysatoren, die in der Regel als GAUSS-Filter ausgeführt sind, sind trotz besserer Selektionseigenschaften (Shape-Faktor 4,6) nicht als Kanalfilter geeignet.

Spektrumanalysatoren bieten deshalb üblicherweise zur Bestimmung der Nachbarkanalleistung die Integration der Leistung im Frequenzbereich an. Dabei wird die Auflösbandbreite im Vergleich zur Kanalbandbreite sehr klein eingestellt, üblich sind 1% bis 3% der Kanalbandbreite, um eine ausreichende Selektion zu erreichen. Der Spektrumanalysator sweept über den zu betrachteten Frequenzbereich, je nach Anzahl der zu messenden Nachbarkanäle z.B. vom Beginn des unteren Nachbarkanals bis zum Ende des oberen Nachbarkanals (vgl. auch Bild 6-21).

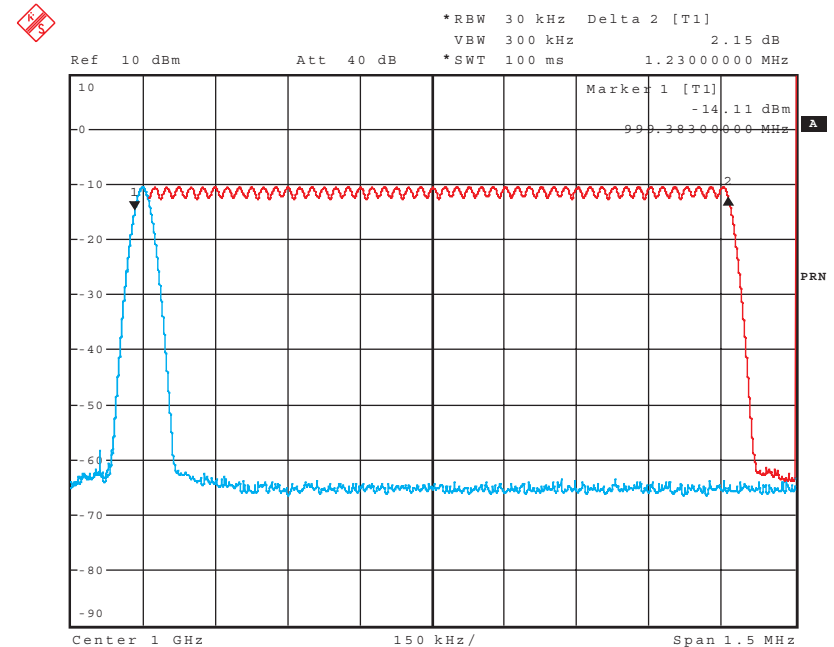


Bild 6-23 Veranschaulichung der Kanalleistungsmessung durch Integration

Die Meßwerte, die den Pegeln der dargestellten Bildpunkte entsprechen, werden im linearen Pegelmaßstab innerhalb der gewählten Kanalbandbreite integriert. Die Angabe der daraus resultierenden Nachbarkanal-leistung erfolgt, bezogen auf die Leistung im Nutzkanal, meist in dBc.

Im einzelnen werden folgende Schritte durchgeführt:

- Für alle Pegelmeßwerte innerhalb eines Kanals wird die Leistung im linearen Pegelmaßstab ermittelt. Es gilt:

$$P_i = 10^{(L_i/10)} \quad (Gl. 6-17)$$

mit P_i Leistung eines durch Pixel i dargestellten Meßwerts im linearen Pegelmaßstab, in W
 L_i Pegel des durch Pixel i dargestellten Meßwerts, in dBm

- Die linearen Leistungen aller Meßkurvenpunkte innerhalb eines Kanals werden aufsummiert und durch die Anzahl der Meßkurvenpunkte im Kanal geteilt.
- Die Ergebnisse pro Kanal werden mit dem Quotienten aus der gewählten Kanalbandbreite und der Rauschbandbreite des Auflösefilters multipliziert.

Aus diesen Schritten ergibt sich für die absolute Kanalleistung folgender Zusammenhang:

$$L_{Ch} = 10 \cdot \lg \left(\frac{B_{Ch}}{B_{R,ZF}} \cdot \frac{1}{n_2 - n_1} \cdot \sum_{n_1}^{n_2} 10^{\frac{P_i}{10}} \right) \quad (Gl. 6-18)$$

mit L_{Ch} Kanalleistungspegel, in dBm
 B_{Ch} Kanalbandbreite, in Hz
 $B_{R,ZF}$ Rauschbandbreite des ZF-Filters, in Hz
 n_1, n_2 Indizes der aufzusummierenden Meßwerte
 P_i Leistung des durch Pixel i dargestellten Meßwerts, in W

Wahl der Auflösesebandbreite (RBW)

Die Auflösesebandbreite (RBW) muß gegenüber der Kanalbandbreite klein gewählt werden, damit die Kanalbandbreite möglichst genau eingehalten

werden kann. Wird die Auflösesebandbreite zu groß gewählt, so reicht die Selektion des nachgebildeten Kanalfilters nicht aus und es wird vor allem bei Messung der Nachbarkanäle die Leistung im Hauptkanal teilweise mitgemessen und das Ergebnis dadurch verfälscht. Übliche Werte für die Auflösesebandbreite sind 1% bis 3% der Kanalbandbreite. Bei zu kleiner Auflösesebandbreite wird die notwendige Sweep-Zeit überproportional lang, wodurch sich die Meßzeit beträchtlich erhöht.

Wahl des Detektors

Da innerhalb der Kanalbandbreite die Leistung gemessen werden muß, kommen als Detektoren nur der Sample- und der RMS-Detektor in Frage. Nur diese beiden Detektoren liefern Meßergebnisse, die eine Leistungsberechnung ermöglichen. Die Spitzenwertdetektoren (Max Peak, Min Peak, Auto Peak) sind zur Messung von Rausch- oder rauschähnlichen Signalen nicht geeignet, da bei ihnen keine Korrelation zwischen der detektierten Videospannung und der Leistung des Eingangssignals hergestellt werden kann.

Bei Verwendung des Sample-Detektors wird der durch ein Pixel dargestellte Meßwert nur aus einem Abtastwert (Sample) der ZF-Hüllkurvenspannung gewonnen. Bei im Vergleich zur Auflösesebandbreite großen Frequenzdarstellungsbereichen (z.B. Span/RBW > 500) können durch die in jedem Analysator beschränkte Anzahl der Bildpunkte (z.B. 501) eventuell vorhandene diskrete Signalanteile (Sinussignale) verloren gehen, was dann zur fehlerhaften Kanal- bzw. Nachbarkanalleistungsanzeige führt (vgl. Kapitel 4.4, Detektoren).

Da es sich bei digital modulierten Signalen um rauschähnliche Signale handelt, erhält man mit dem Sample-Detektor eine stark schwankende Meßkurve. Um stabile Meßergebnisse zu erhalten, ist daher Mittelung notwendig, wodurch aber das angezeigte Signal unterbewertet und dadurch verfälscht wird (vgl. Kapitel 4.5, Detektoren).

Bei Wahl des RMS-Detektors wird die durch ein Pixel angezeigte Leistung aus mehreren Meßwerten berechnet, wodurch sich stabilere Meßergebnisse ergeben. Zudem ist durch Erhöhen der Meßzeit auch eine Mittelung der Meßkurve möglich, ohne daß diese verfälscht wird. Auch werden im Kanal enthaltene diskrete Störsignale leistungsmäßig korrekt erfaßt. Der RMS-Detektor ist daher für Kanalleistungsmessungen dem Sample-Detektor vorzuziehen.

Für die Berechnung des RMS-Werts aus den Abtastwerten der Videospannung gilt:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (\text{Gl. 6-19})$$

mit U_{RMS} Effektivwert der Spannung, in V
 N Anzahl der Abtastwerte (Samples), die dem entsprechenden Pixel zugeordnet sind
 u_i Abtastwerte der Hüllkurve, in V

Mit dem Bezugswiderstand R läßt sich daraus die Leistung berechnen:

$$P = \frac{U_{RMS}^2}{R} \quad (\text{Gl. 6-20})$$

Für einige TDMA-Mobilfunkstandards, z.B. PDC, ist zur Bestimmung der Nachbarkanalleistung (relative Nachbarkanalleistung) der Spitzenwertdetektor vorgeschrieben, um ein besseres Erfassen der transienten Leistungsanteile zu gewährleisten.

Wahl der Videobandbreite / Meßkurvenmittelung

Die Videobandbreite muß sowohl bei Verwendung des RMS- als auch Sample-Detektors mindestens das dreifache der Auflösebandbreite betragen, so daß eine Mittelung der Videospannung vermieden wird. Dies würde bei rauschähnlichen Signalen zu einer Unterbewertung führen, d.h. die resultierende Kanalleistung wäre zu niedrig. Auch das Mitteln über mehrere Meßkurven (trace averaging) ist aus diesem Grund zu vermeiden.

6.3.4.2 Bewertung der spektralen Leistung mit Modulationsfilter (IS-136, TETRA, WCDMA)

Bei einigen Mobilfunksystemen, z.B. bei IS-136 (NADC), TETRA und WCDMA, muß zur Bestimmung der Leistung in Haupt- und Nachbar Kanälen ein Kanalfilter verwendet werden, das dem Modulationsfilter (üblicherweise ein Wurzel-Cosinus-Filter) des jeweiligen Systems entspricht. Dies führt zu einer realistischeren Bewertung des Einflusses der im Nachbarkanal ausgesendeten Leistung, da vor allem Signalanteile in

der Mitte eines Nachbarkanals störend sind. Anteile nahe den Kanalgrenzen werden durch das Empfangsfilter des Empfängers (matched filter) unterdrückt und wirken sich daher weniger störend aus.

Bei der Messung der Nachbarkanalleistung mit einem Spektrumanalysator müssen deshalb im jeweiligen Kanal die einzelnen Meßwerte der Meßkurve mit dem standardspezifischen Modulationsfilter bewertet werden, bevor die Kanalleistung durch Integration der Meßwerte ermittelt wird. Moderne Spektrumanalysatoren bieten hierzu entsprechende Meßfunktionen, mit denen diese Bewertung automatisch durchgeführt wird.

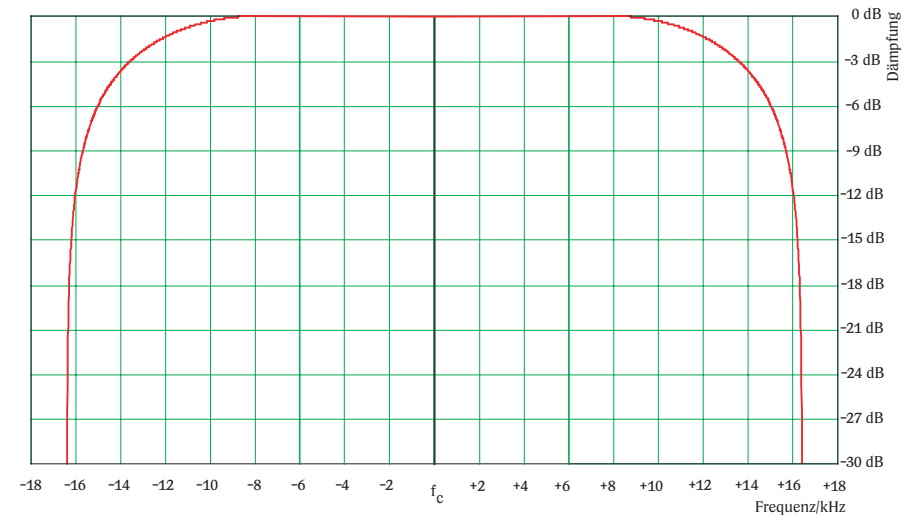


Bild 6-24 Kanalfilter bei IS-136 (NADC)

Mit folgendem Test kann man sehr einfach prüfen, ob bei der Kanalleistungsmessung mit einem Spektrumanalysator ein Bewertungsfiter verwendet wird:

Bei aktivierter Kanalleistungsmessung legt man am Eingang des Spektrumanalysators ein Sinussignal an, dessen Frequenz der Kanalmittefrequenz entspricht. Die dabei gemessene Kanalleistung wird als Bezug verwendet.

Bei schrittweisem Verstimmen der Frequenz des Sinussignals bis an die Kanalgrenzen (oder alternativ durch Verstimmen der Kanalmittefrequenz am Spektrumanalysator bei fest abgestimmtem Sinussignal) ist die gemessene Kanalleistung zu beobachten. Ändert sie sich, so erfolgt offensichtlich eine Bewertung durch ein Kanalfilter.

Dieser Test kann auch in den Nachbarkanälen durchgeführt werden. Dabei ist es vorteilhaft, den Spektrumanalysator auf absolute Nachbar kanal-Leistungsmessung einzustellen.

6.3.4.3 Messung der Kanalleistung im Zeitbereich

Wie in Kapitel 6.3.4.1 gezeigt wurde, sind für die Kanalleistungsmessung durch Integration im Frequenzbereich sehr schmalbandige Auflösefilter notwendig, die zwangsläufig zu vergleichsweise hohen Sweep-Zeiten führen. Bei Messungen über mehrere Nachbarkanäle werden bei dieser Methode zudem auch die Frequenzbereiche zwischen den Kanälen erfaßt, die keine interessierende Information enthalten, jedoch einen Teil der Gesamt-Sweep-Zeit in Anspruch nehmen. Man vermeidet all diese Nachteile, indem man die Kanalleistung im Zeitbereich ermittelt.

Mittels digitaler Signalverarbeitung ist es bei modernen Spektrumanalysatoren möglich, nahezu beliebige Kanalfilter, z.B. Wurzel-Cosinus-Filter oder annähernd ideale Rechteck-Bandpassfilter, auch mit sehr großen Bandbreiten (z.B. 4 MHz) als digitale Filter zu realisieren. Damit ist eine Kanalleistungsmessung im Zeitbereich möglich, bei der der Spektrumanalysator wie ein Empfänger fest auf die Mittenfrequenz des jeweiligen Kanals abgestimmt wird. Man umgeht damit die Begrenzung der minimal möglichen Sweep-Zeit, die sich aus der Einschwingzeit aufgrund schmaler Auflösebandbreiten ergibt, wie sie bei der Messung im Frequenzbereich benötigt werden. Man erreicht im Zeitbereich bei gleicher Meßzeit eine wesentlich bessere Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse bzw. kann bei vergleichbarer Reproduzierbarkeit die Meßzeit gegenüber der konventionellen Integrationsmethode erheblich reduzieren.

Soll die Leistung in mehreren Nachbarkanälen gemessen werden, so wird der Spektrumanalysator automatisch nacheinander auf die jeweiligen Kanalmittemfrequenzen abgestimmt. Nicht interessierende Frequenzbereiche zwischen den Kanälen werden dabei übersprungen, wodurch ein weiterer Zeitvorteil gegenüber der Messung im Frequenzbereich erzielt wird.

Ein zusätzlicher Vorzug der Messung im Zeitbereich ist die Möglichkeit, transiente Signale, wie sie durch Schaltvorgänge hervorgerufen werden, korrekt erfassen zu können.

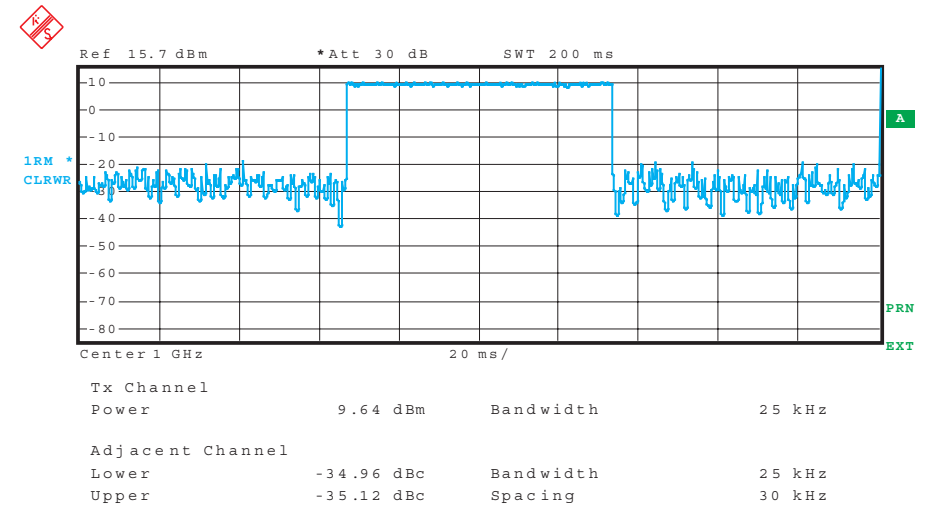


Bild 6-25 Kanal- und Nachbar kanal-Leistungsmessung im Zeitbereich, hier an einem IS-136-Signal

6.3.4.4 Spektrale Messungen an TDMA-Systemen

Für die Messung der Nachbar kanalleistung an geschalteten Signalen in TDMA-Systemen sind besondere Punkte zu beachten.

Soll die Nachbar kanalleistung aufgrund der Modulation sowie des Phasenrauschens des Senders bestimmt werden, so dürfen transiente Signale, die durch Ein- und Ausschaltvorgänge entstehen, nicht dabei erfaßt werden. Die Meßwertaufnahme darf daher nur innerhalb des aktiven Zeitschlitzes (Burst) erfolgen, d.h. während des Zeitraums, in dem keine Schaltvorgänge auftreten. Dies erreicht man durch sogenanntes „Gating“:

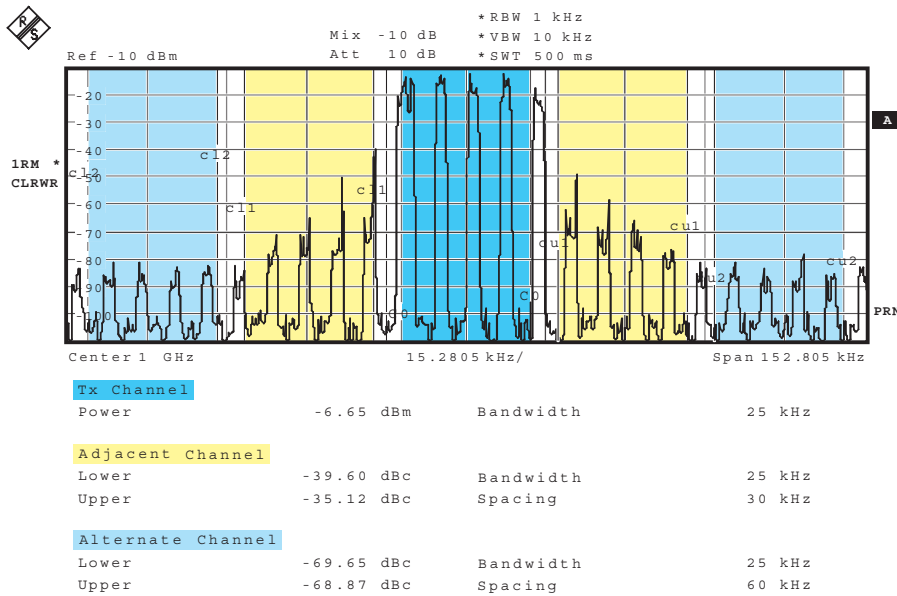
Abgeleitet von einem externen Trigger-Signal oder auch von einem breitbandigen Pegeldetektor innerhalb des Spektrumanalysators (HF-Trigger) muß ein entsprechendes Zeitfenster („Gate“) eingestellt werden, während dessen die Meßwertaufnahme stattfindet, d.h. der Sweep des Spektrumanalysators abläuft. Außerhalb dieses Zeitfensters ruht die Meßwertaufnahme, der Frequenzablauf wird angehalten.

Bei korrekter Einstellung ist die effektive Sweep-Zeit, die für eine solche Messung zur Betrachtung eines bestimmten Frequenzbereichs erforderlich ist, um den Kehrwert des Tastverhältnisses $t_{\text{on}}/t_{\text{off}}$ höher als bei einem normalen Sweep.

Viele Analysatoren können auch durch das Videosignal getriggert werden.

Für spektrale Messungen an TDMA-Systemen ist diese Trigger-Quelle jedoch nicht geeignet, da die Selektion der eingestellten Auflösebandbreite das Ansprechen des Gatings verhindert; der Sweep würde in diesem Fall nicht gestartet.

Transiente Nachbaranleistung, d.h. Leistungsanteile in den Nachbarkanälen, die durch Schaltvorgänge erzeugt werden, können durch Integration im Frequenzbereich nicht korrekt erfaßt werden. Der Grund dafür ist, daß das dazu notwendige, im Vergleich zur Kanalbandbreite schmalbandige Filter (1% bis 3% der Kanalbandbreite), für transiente Vorgänge nicht einschwingen kann.



hier an einem IS-136-Signal mit nur einem aktiven Slot

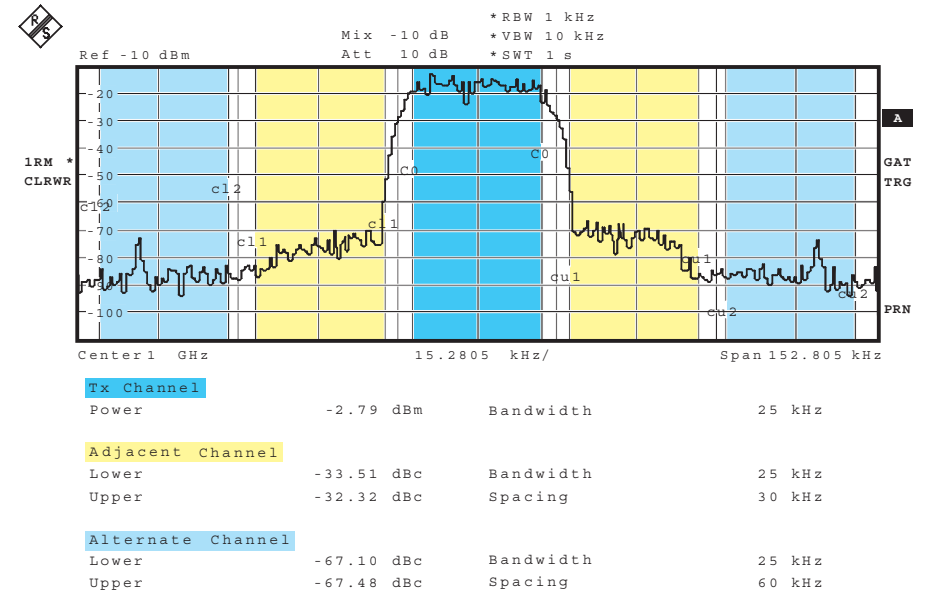


Bild 6-27 Nachbarkanal-Leistungsmessung an einem IS-136-Signal mit korrekt eingestelltem Gating (spectrum-due-to-modulation, Modulationsspektrum)

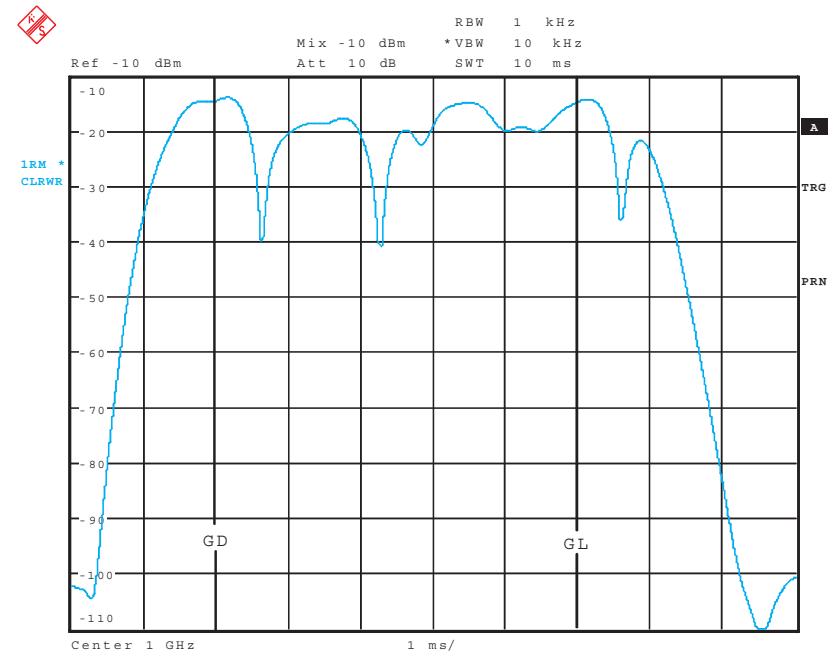


Bild 6-28 Gate-Einstellung im Zeitbereich

Literatur

- [2-1] Brigham, E.O.: The Fast Fourier Transform and its Application. Prentice Hall, 1988
- [3-1] Parks, T.W., Burrus, C.S.: Digital Filter Design. John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1987.
- [3-2] Oppenheim, A.V., Schafer, R.W.: Discrete-Time Signal Processing. Prentice Hall, 1989.
- [4-1] Helszajn, J.: YIG Resonators and Filters. John Wiley & Sons Ltd., Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1985.
- [4-2] Rauscher, C.: Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren mit Oberwellen-Mischern. Application Note*) 1EF43_0D, Rohde & Schwarz.
- [4-3] Volder, J.E.: The CORDIC Trigonometric Computing Technique. IRE Transaction on Electronic Computers, vol. EC-8, Seite 330-334, Sept 1959.
- [4-4] CISPR 16-1 (1997-07): Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus.
- [5-1] Winder, S.: Single Tone Intermodulation Testing. RF Design, Dezember 1993, S.34.
- [5-2] Freed, J.G.: Equations Provide Accurate Third-Order IMD Analysis. Microwaves & RF, August 1992, S. 75.
- [5-3] Rohde, U.L.: Microwave and Wireless Synthesizers Theory and Design. John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto, 1997.
- [5-4] Beck, B.: Understand the Effects of Retrace and Aging in OCXOs. Microwaves & RF, November 1998, S.72.

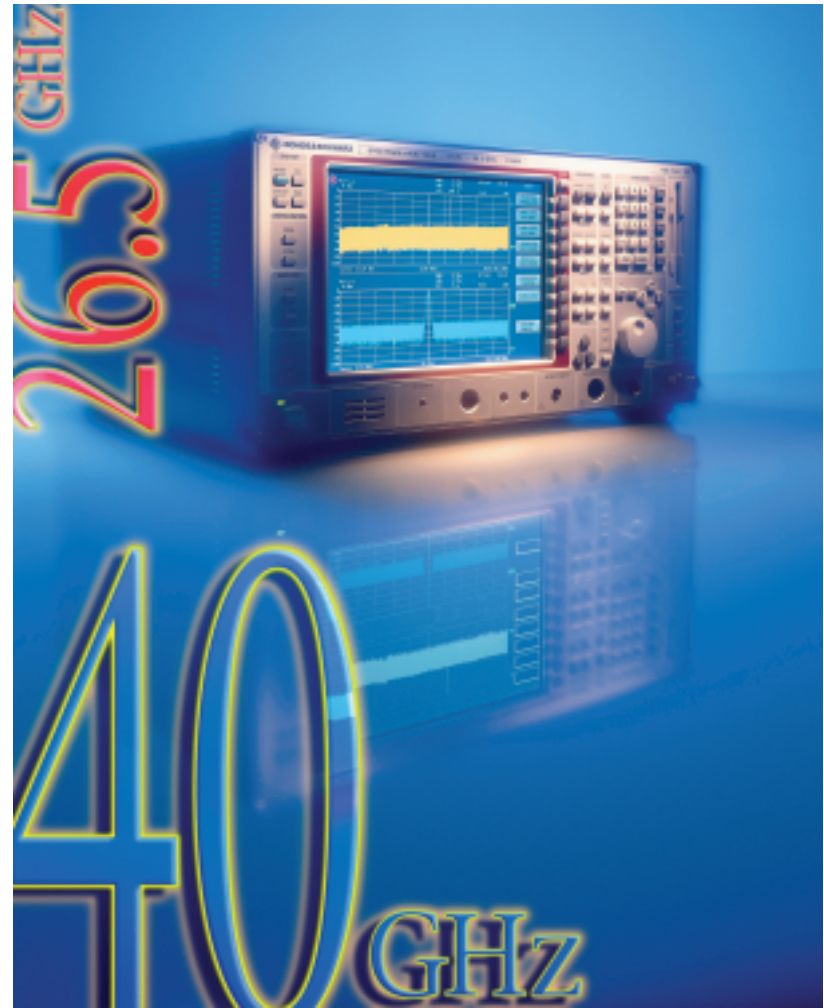
- [5-5] Wolf, J.: Level Error Calculation for Spectrum Analyzers. Application Note*) 1EF36_0E, Rohde & Schwarz.

*) Rohde & Schwarz-Applikationsschriften sind auf den Firmenseiten im Internet zu finden unter www.rohde-schwarz.com.

Die aktuellen* Spektrumanalysator- Modellreihen von Rohde & Schwarz

*Stand Sommer 2000

Generalisten auf höchstem Niveau: Spektrumanalysator-Familie FSE



Die Analysatoren der FSE-Baureihe mit Frequenzobergrenzen von 3,5 bis 44 GHz sind Universalgeräte für höchste Ansprüche. Mit exzellenten Werten für Meßdynamik und -geschwindigkeit bewältigen schon die Grundgeräte souverän fast jede Meßaufgabe in Labor, Fertigung und Service. Zahlreiche Optionen ermöglichen die Anpassung an spezielle Einsatzfälle.

Die Neudefinition der Mittelklasse: Spektrumanalysator-Familie FSP



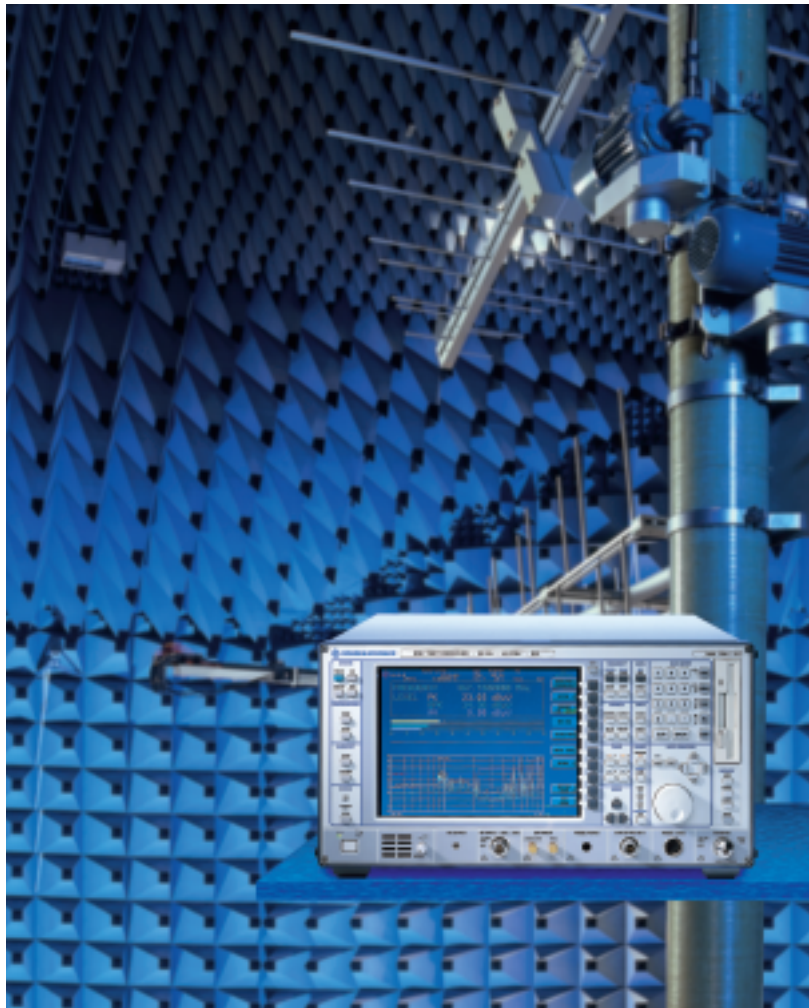
Mit der FSP-Familie hat Rohde & Schwarz erstmalig Leistungs- und Ausstattungsmerkmale in einem Gerät der preislichen Mittelklasse realisiert, die bis dahin der Oberklasse vorbehalten waren. In manchen Punkten, etwa bei der Meßgenauigkeit, übertrifft der FSP seine „großen Brüder“ sogar. Präzision, HF-Performance und Kompaktheit gehen beim FSP Hand in Hand, denn sie resultieren aus einem Schaltungsdesign, das sich auf speziell für den FSP entwickelte digitale Signalprozessoren stützt.

Für den Mobilfunk der dritten Generation: Signal Analyzer FSIQ



Die FSIQ-Modelle bringen alle Top-Eigenschaften der FSE-Reihe mit und eignen sich daher für alle Einsatzzwecke hochwertiger Spektrumanalysatoren. Ihre Hauptanwendung liegt aber im Bereich des breitbandigen Mobilfunks, wie er durch das Universal Mobile Telecommunications System, kurz UMTS, repräsentiert wird. Um den besonderen Anforderungen der Meßaufgaben in diesem Umfeld gerecht zu werden, ist der FSIQ mit einem Breitband-I/Q-Demodulator und reichlich Dynamikreserven für die wichtige Nachbarkanalleistungsmessung ausgestattet.

Der EMV-Experte: EMI Test Receiver ESI



Die Bezeichnung „Meßempfänger“ täuscht darüber hinweg, daß sich hinter dem ESI ein voll- und höchstwertiger Spektrumanalysator verbirgt.

Ausgestattet mit allen Funktionen, die für normgerechte Störstrahlungsmessungen benötigt werden, ist er eine One-Box-Solution für den EMI-Compliance-Bereich. Er deckt nicht nur sämtliche relevanten zivilen und militärischen Meßnormen ab, sondern mit seiner Frequenzobergrenze von 40 GHz auch alle Frequenzbereiche, die in der EMV-Meßtechnik von Bedeutung sind.

Blockschaltbild zu dem im Buch beschriebenen Spektrumanalysator

