



ABN 43 064 478 842

231 Osborne Avenue Clayton South, VIC 3169
PO Box 1548, Clayton South, VIC 3169
t 03 9265 7400 f 03 9558 0875
freecall 1800 680 680
www.tmgtestequipment.com.au

Test & Measurement

- > sales
- > rentals
- > calibration
- > repair
- > disposal

Complimentary Reference Material

This PDF has been made available as a complimentary service for you to assist in evaluating this model for your testing requirements.

TMG offers a wide range of test equipment solutions, from renting short to long term, buying refurbished and purchasing new. Financing options, such as Financial Rental, and Leasing are also available on application.

TMG will assist if you are unsure whether this model will suit your requirements.

Call TMG if you need to organise repair and/or calibrate your unit.

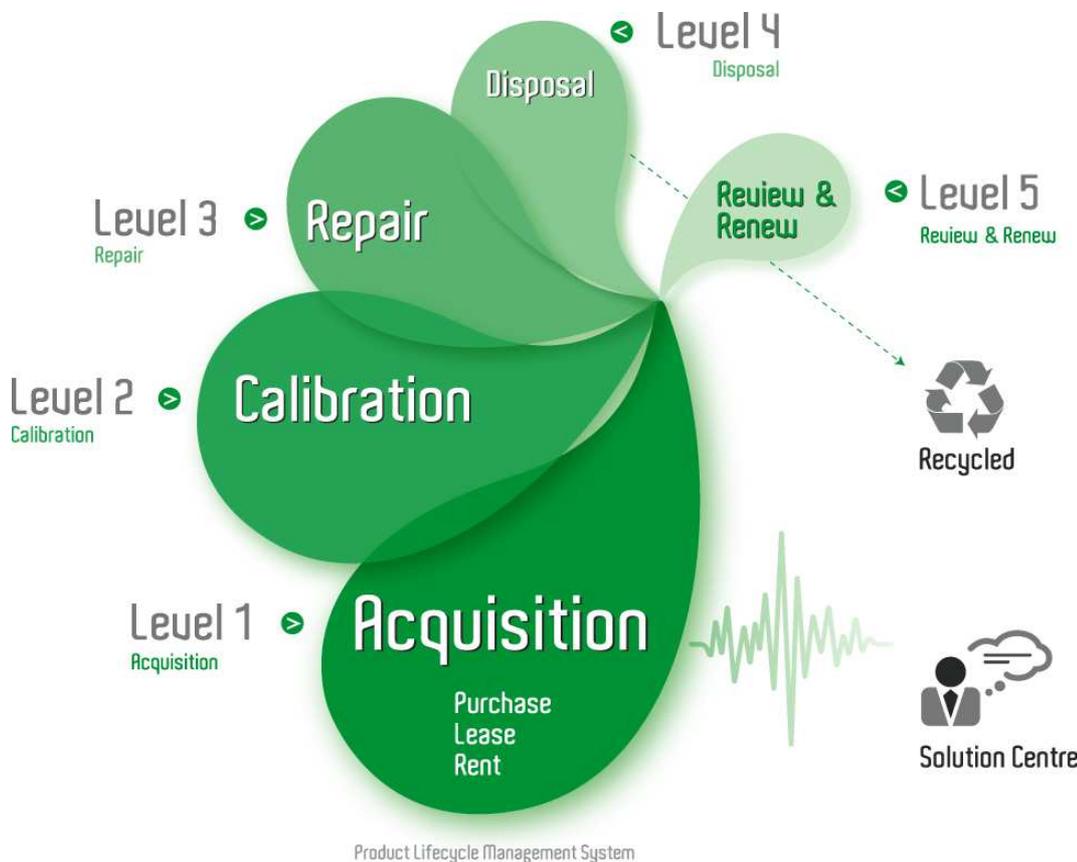
If you click on the "Click-to-Call" logo below, you can call us for FREE!

TMG Corporate Website

TMG Products Website



Click-to-Call
TMG Now



Product Lifecycle Management System

Disclaimer:

All trademarks appearing within this PDF are trademarks of their respective owners.



Spectrum - Analyzer

Grundlagen Basics

Deutsch / English





English	12
Français	34
Español	50

Deutsch

Allgemeine Grundlagen Spektrumanalysatoren	4
Einführung in die Spektralanalyse, Vorzüge von Spektrumanalysatoren	4
Anforderungen an Spektrumanalysatoren	5
Frequenzmessung	5
Stabilität	5
Auflösung	5
Rauschen	6
Video-Filter	6
Empfindlichkeit – Max. Eingangspegel	6
Frequenzgang	7
Mitlaufgenerator	7
Messgrundlagen	8
Dämpfung und Verstärkung	8
Pegel - Dezibel dB	8
Relativer Pegel	8
Absoluter Pegel	8
Dämpfung	9
Einführung in die Spektrum-Analyse	9
Zeitbereich	9
Frequenzbereich	9
FFT-Analyse (Fast Fourier Transformation)	10
Spektrumanalysatoren	10
Echtzeit-Analysatoren	10
Überlagerungs-Spektrumanalysatoren	10
Bandpassfilter	10
Mischer ,Lokaloszillator	11
Zero-Span Betrieb	11
Sweep-Betrieb	11

Allgemeine Grundlagen Spektrumanalysatoren

Einführung in die Spektrumanalyse, Vorzüge von Spektrumanalysatoren

Die Analyse von elektrischen Signalen ist ein Grundproblem für viele Ingenieure und Wissenschaftler. Selbst wenn das eigentliche Problem nichtelektrischer Natur ist, werden oftmals die interessierenden Parameter durch die unterschiedlichsten Wandler in elektrische Signale umgewandelt. Dies umfasst ebenso Wandler für mechanische Größen wie Druck oder Beschleunigung, als auch Messwertumformer für chemische und biologische Prozesse. Die Wandlung der physikalischen Parameter ermöglicht anschließend die Untersuchung der verschiedenen Phänomene im Zeit- und Frequenzbereich.

Der traditionelle Weg, elektrische Signale zu analysieren, ist ihre Darstellung in der Amplituden-Zeit-Ebene. Diese erfolgt u.a. mit Oszilloskopen im Y/t-Betrieb, d.h. es werden Informationen über Amplituden und zeitliche Zusammenhänge erkennbar. Allerdings lassen sich damit nicht alle Signale ausreichend charakterisieren, wie z.B. bei der Darstellung einer Signalform, die aus verschiedenen sinusförmigen Bestandteilen zusammengesetzt ist. Mit einem Oszilloskop würde nur die Kurvenform, d.h. Summe aller Bestandteile sichtbar werden, die einzelnen Frequenz- und Amplituden-Anteile sind nicht erfassbar und schon gar nicht quantifizierbar.

Ein Spektrumanalysator stellt die Amplituden der einzelnen Signalbestandteile über der Frequenz (Y/f) dar. Das zu erfassende Signal bzw. seine Anteile müssen sich periodisch wiederholen.

Es gibt Oszilloskope, die mathematisch ein Fourier-Spektrum berechnen und anzeigen können; obwohl dieses Leistungsmerkmal für manche Anwendungsfälle ausreichen mag, wird jedoch dadurch aus einem Oszilloskop niemals ein Spektrumanalysator, denn es verbleiben erhebliche Unterschiede.

Man benötigt in der Praxis daher beide Geräte:

1. Die Empfindlichkeit eines Spektrumanalysators ist um Größenordnungen höher als die eines jeden Oszilloskops. Dies, u.U. in Verbindung mit Punkt 2, ermöglicht überhaupt erst die Analyse von Signalen, die mit einem Oszilloskop nicht darstellbar sind.
2. Der Dynamikbereich eines Spektrumanalysators liegt um Größenordnungen über dem eines jeden Oszilloskops.
3. Ähnlich verhält es sich mit dem Nachweis von Verzerrungen sinusförmiger Signale, dem Nachweis niedriger Amplituden-Modulation und Messungen im Bereich der AM- und FM-Technik, wie Trägerfrequenz, Modulationsfrequenz oder Modulationsgradmessungen. Ebenso lassen sich Frequenzkonverter in Bezug auf Übertragungsverluste und Verzerrungen einfach charakterisieren.
4. Ein Oszilloskop verstärkt das gesamte Eingangssignal breitbandig bis zur Anzeige auf der Bildröhre (beim Analogoszilloskop) oder bis zum A/D-Wandler (beim DSO). Große Signalbestandteile oder hohe Störungen erzwingen eine entsprechende Einstellung der Empfindlichkeit, so dass schwache Signale bzw. Signalanteile nicht mehr erkennbar sind. Eine Erhöhung der Empfindlichkeit ist in solchen Fällen nicht möglich, da der Vertikalverstärker übersteuert

würde, wodurch Verzerrungen entstünden. (Ausnahme: Echte Differenzverstärker mit Offset können aus einem großen Signal mit hoher Empfindlichkeit kleine Signalteile vergrößert darstellen.)

Ein Spektrumanalysator hingegen ist – wie noch ausgeführt wird – ein äußerst aufwendiger durchstimmbarer Schmalbandempfänger mit einer hochwertigen Eingangsselektion und mehrfacher Umsetzung mit den bekannten Vorteilen. Er kann deswegen in Verbindung mit der logarithmischen Anzeige auch in Gegenwart weit höherer Amplituden anderer Frequenzen sehr kleine Amplituden erkennen und quantitativ auswerten.

5. Ein Spektrumanalysator kann ein u. U. sehr breites Frequenzband gleichzeitig abbilden, wobei wegen der logarithmischen Anzeige z.B. wie bei HAMEG Spektrumanalysatoren 80 dB auf dem Bildschirm dargestellt werden. Dies ist für viele Anwendungen wie z. B. EMV-Messungen ein unschätzbare Vorteil, u.a., weil die Auswirkung von Maßnahmen über einen großen Frequenzbereich auf einen Blick erkennbar ist. Bei EMV-Arbeiten gibt es z.B. den sog. „Wasserbett-Effekt“, der besagt, dass die Absenkung eines Frequenzbereiches oft eine Erhöhung in einem anderen und damit in Summe nichts bewirkt; dies sieht man sofort.

Spektrumanalysatoren lassen sich nach zwei grundsätzlichen Verfahren unterscheiden: gewobbelte bzw. abgestimmte sowie Echtzeit-Analysatoren. Echtzeit-Analysatoren nach dem Prinzip der diskreten Fouriertransformation bestehen aus der Parallelschaltung einer Vielzahl von frequenzselektiven Indikatoren. Es können dabei so viele diskrete Frequenzen zur Anzeige gebracht werden, wie Filter vorhanden sind. Die Grenze der Wirtschaftlichkeit wird hier je nach Anzahl und Güte der Filter teilweise schnell erreicht.

Fast alle modernen Spektrumanalysatoren arbeiten deshalb nach dem Überlagerungsprinzip (Superheterodyn-Prinzip). Ein Verfahren ist dabei, die Mittenfrequenz eines Bandpassfilters über den gewünschten Frequenzbereich abzustimmen. Ein Detektor erzeugt dabei eine vertikale Ablenkung auf dem Bildschirm, und ein durchstimmbarer Generator sorgt für die synchrone Abstimmung der Filtermittenfrequenz und der Horizontalablenkung. Dieses einfache Prinzip ist relativ preiswert, hat jedoch große Nachteile in Bezug auf Selektion und Empfindlichkeit; unter anderem auf Grund der nicht konstanten Bandbreite bei abgestimmten Filtern.

Die gebräuchlichen Spektrumanalysatoren arbeiten nach demselben Prinzip wie ein hochwertiger Radioempfänger und verwenden für die Selektion ein (oder mehrere) Bandpassfilter mit fester Mittenfrequenz. Es lässt zu jedem Zeitpunkt denjenigen Anteil der zu analysierenden Funktion passieren, für den gilt:

$$f_{\text{inp}}(t) = f_{\text{LO}}(t) \pm f_{\text{IF}}$$

Durch die Umsetzung auf eine feste Zwischenfrequenz werden die Nachteile des Systems mit abstimmbarem Bandpassfilter umgangen.

Der nutzbare Frequenzbereich und die Grenzempfindlichkeit eines Spektrumanalysators hängen zum größten Teil vom Konzept und der technischen Ausführung des Eingangsteils ab. Das HF-Eingangsteil wird durch die Komponenten Eingangsschwächer, Eingangsfiler, Mischer und Umsetzoszillator (LO) bestimmt.

Anforderungen an Spektrumanalysatoren

Die verschiedenen Einsatzgebiete der Spektrumanalysatoren erfordern von diesen Geräten vielfältige Eigenschaften, die sich zum Teil untereinander ausschließen oder sich nur durch großen Aufwand zusammenfassen lassen. Das Anwendungsgebiet dieser Geräte liegt vor allen Dingen dort, wo die Genauigkeit und das zeitliche Auflösungsvermögen sowie die geringe Dynamik des Oszilloskopes bei der Signalanalyse nicht mehr ausreichen.

Dabei stehen ein großer Frequenzabstimmbereich, Filteranforderungen zwischen extrem schmalbandig und „full span“-Darstellung sowie eine hohe Eingangsempfindlichkeit nicht unbedingt im Gegensatz zueinander. Sie lassen sich jedoch zusammen mit hoher Auflösung, großer Stabilität, möglichst ebenem Frequenzgang, und geringem Eigenklirrfaktor meist nur unter großem Aufwand realisieren.

Frequenzmessung

Spektrumanalysatoren ermöglichen Frequenzmessungen im SPAN-Betrieb und bei abgeschaltetem SPAN (Zero-SPAN). In der Betriebsart SPAN kann der gesamte nutzbare Frequenzbereich mit „full span“ (z.B. SPAN: 3000 MHz) betrachtet und die Frequenz eines Signals grob bestimmt werden. Anschließend kann diese Frequenz als Mittenfrequenz CENTER vorgegeben und die Signal-darstellung mit geringerem SPAN vorgenommen werden.

Je kleiner der SPAN und die Auflösungsbandbreite (RBW) sind, umso höher ist die Frequenzmessgenauigkeit, da sich dann die Anzeige- und MARKER-Genauigkeit erhöhen (RBW).

Bei „Zero Span“ und kleinster Auflösungsbandbreite genügt es, das Signal, welches unmoduliert als waagerechte, konstante Linie angezeigt wird, mit den Mittenfrequenz (CENTER)-Einstellelementen auf maximalen Pegel einzustellen und die Frequenz abzulesen. Dabei arbeitet der Analysator als ein auf eine diskrete Frequenz abgestimmter Empfänger mit wählbaren Bandbreiten.

Stabilität

Es ist wichtig, dass der Spektrumanalysator eine größere Frequenzstabilität besitzt als das Signal, das untersucht werden soll. Die Frequenzstabilität ist abhängig von der Stabilität des Umsetz- (1. Local-) Oszillators. Dabei wird zwischen Kurzzeit- und Langzeitstabilität unterschieden. Ein Maß für die Kurzzeitstabilität ist die Rest - FM. Rauschseitenbänder sind ein Maß für die spektrale Reinheit des (1. Local-) Oszillators, und gehen ebenfalls in die Kurzzeit-Stabilität eines Spektrumanalysators ein. Sie werden spezifiziert durch eine Dämpfung in dB und einen Abstand in Hz, bezogen auf das zu untersuchende Signal bei einer bestimmten Filterbandbreite.

Die Langzeit-Stabilität eines Spektrumanalysators wird überwiegend durch die Frequenzdrift des Umsetz-Oszillators (LO) bestimmt. Sie ist ein Maß dafür, um wie viel die Frequenz sich innerhalb bestimmter Zeitbereiche ändert.

Auflösung

Bevor die Frequenz eines Signals mit dem Spektrumanalysator gemessen werden kann, muss dieses Signal ermittelt bzw. aufgelöst werden. Auflösung heißt dabei, es muss von benachbarten Signalen im zu untersuchenden Spektrum unterschieden

werden. Diese Möglichkeit ist eine entscheidende Voraussetzung für viele Applikationen mit dem Spektrumanalysator. Die Auflösung wird bestimmt durch:

- Sweepzeit
- Span (dispersion)
- 3 dB-Bandbreite des schmalbandigsten Verstärkers resp. Filters.

Die 3 dB-Bandbreite des schmalbandigsten Verstärkers resp. Filters, falls Gaußverhalten eingehalten wird, nennt man Auflösungsbandbreite, dies ist die schmalste Bandbreite, die überhaupt dargestellt werden kann, wenn die anderen beiden Parameter (Sweepzeit und Span) verändert werden.

Wichtige Kennwerte für die Trennbarkeit zweier benachbarter Spektrallinien mit stark unterschiedlicher Amplitude sind also die Bandbreite und die Flankensteilheit der ZF-Filter. Die Bandbreite wird im allgemeinen als die Frequenz angegeben, bei der der Signalpegel gegenüber der Mittenfrequenz um 3 dB abgefallen ist; bei Spektrumanalysatoren für EMV-Messungen ist ein Abfall um 6 dB üblich und gilt z.B für die HAMEG Spektrumanalysatoren HM5530 und HM5014-2; dies ist bei einem Bandbreitenvergleich zwischen Spektrumanalysatoren von verschiedenen Herstellern zu beachten. Die 6 dB-Bandbreite kann in eine 3 dB-Bandbreite mit der folgenden Formel umgerechnet werden.

$$B_{3dB} = 0,707 \times B_{6dB}$$

Das Verhältnis der 60 dB-Bandbreite zur 3 dB-Bandbreite wird als Formfaktor bezeichnet. Dabei gilt: je kleiner der Formfaktor, desto besser die Fähigkeit des Spektrumanalysators, eng benachbarte Signale zu trennen.

Ist z.B. der Formfaktor eines Filters im Spektrumanalysator 15 :1, dann müssen zwei in der Amplitude um 60 dB unterschiedliche Signale sich in der Frequenz mindestens um den Faktor 7,5 der ZF-Filterbandbreite unterscheiden, um einzeln erkennbar zu sein. Andernfalls erscheinen sie als ein Signal auf dem Bildschirm.

Der Formfaktor ist jedoch nicht der allein bestimmende Faktor zur Unterscheidung zweier eng benachbarter Signale mit unterschiedlicher Amplitude. Ebenso wird die Trennbarkeit durch Rest-FM und die spektrale Reinheit der internen Oszillatoren beeinflusst. Diese erzeugen Rausch-Seitenbänder und verschlechtern dadurch die erreichbare Auflösung. Rausch-Seitenbänder werden im Bereich der Basis der ZF-Filter sichtbar, und verschlechtern die Sperrbereichs-Dämpfung der ZF-Filter.

Ist die kleinste ZF-Bandbreite z.B. 9 kHz, dann ist der kleinste Frequenzabstand, um 2 Spektrallinien voneinander zu trennen, ebenfalls 9 kHz. Dies ist deshalb der Fall, weil der Spektrumanalysator seine eigene ZF-Filterkurve darstellt (wobbeln), wenn er ein Signal im Spektrum detektiert. Da die Auflösung des Spektrumanalysators durch seine ZF-Filterbandbreite bestimmt wird, könnte man annehmen, dass bei unendlich schmaler Filterbandbreite auch eine unendlich hohe Auflösung erzielt werden kann. Die Einschränkung ist dabei, dass die nutzbare ZF-Bandbreite eben durch die Stabilität des Spektrumanalysators (Rest-FM) begrenzt wird. D.h., bei einer Rest-FM des Spektrumanalysators von z.B. 9 kHz, ist die kleinste sinnvolle ZF-Bandbreite, die verwendet werden kann, um ein einzelnes 9 kHz-Signal zu bestimmen, ebenfalls 9 kHz. Ein schmalbandigeres ZF-Filter würde in diesem Fall mehr als eine Spektrallinie auf dem Bildschirm abbilden oder ein jitterndes Bild (je nach Wobbelgeschwindigkeit) oder ein nur zum Teil geschriebenes Bild erzeugen.

Außerdem besteht eine weitere praktische Einschränkung für die schmalste Filterbandbreite: die Wobbelgeschwindigkeit im Verhältnis zur gewählten Filterbandbreite. Dabei gilt: je schmalere die Filterbandbreite ist, desto niedriger muss die Wobbelgeschwindigkeit sein, um dem Filter noch korrektes Einschwingen zu ermöglichen. Wird die Wobbelgeschwindigkeit zu groß gewählt, so können die Filter nicht einschwingen, dies resultiert in unkorrekter Amplitudendarstellung des Spektrums. Im allgemeinen werden die einzelnen Spektrallinien dann mit zu niedriger Amplitude dargestellt. Auf diese Weise sind praktische Grenzen für die kleinste Filterbandbreite gesetzt.

Man definiert eine sog. Optimale Auflösung (optimum resolution) zu:

$$\text{Optimale Auflösung} = \frac{\text{SQRT Span (dispersion) in Hz}}{\text{Sweepzeit in s}}$$

Fern definiert man eine Optimale Auflösungsbandbreite (optimum resolution bandwidth) zu:

$$\text{Opt. Auflösungsbandbreite} = \frac{0,66 \times \text{SQRT Span (dispersion)}}{\text{Sweepzeit}}$$

Für sehr lange Sweepzeiten fallen beide zusammen.

Bei gepulsten Signalen beträgt die optimale Auflösungsbandbreite:

$$\text{Opt. Auflösungsbandbreite (-3 dB)} \leq \frac{0,1}{\text{Pulsdauer}}$$

Ist die Bandbreite zu klein, so werden die Amplituden der Seitenbänder zu klein wiedergegeben. Bei optimaler Bandbreite ergeben sich klare Nullstellen und eine korrekte Spektrumsdarstellung. Bei zu großer Bandbreite werden die Seitenbänder durch Mittelung verschliffen, die Nullstellen sind kaum noch erkennbar, das Spektrum ist verzerrt.

Rauschen

Die Empfindlichkeit ist ein Maß für die Fähigkeit des Spektrumanalysators, kleine Signale zu messen. Die maximale Empfindlichkeit wird durch das Eigenrauschen bestimmt. Hier unterscheidet man grundsätzlich zwei Arten: thermisches- und nicht-thermisches Rauschen. Das thermische Rauschen wird mit der Formel $\text{PN} = \text{K} \times \text{T} \times \text{B}$ beschrieben. Dabei ist:

PN = Rauschleistung in Watt
 K = Boltzmann Konstante ($1,38 \times 10^{-23}$ Joule/K)
 T = absolute Temperatur (K)
 B = Bandbreite des Systems in Hz

Diese Gleichung zeigt, dass die Größe des Rauschens direkt proportional zur Bandbreite ist. Daraus folgt, dass eine Bandbreitenreduzierung der Filter um eine Dekade das Rauschen prinzipiell um 10dB senkt, was wiederum eine Empfindlichkeitssteigerung des Systems um 10dB ergibt.

Alle weiteren Rauschquellen des Analysators werden als nichtthermisch angenommen. Unerwünschte Abstrahlungen, Verzerrungen auf Grund nichtlinearer Kennlinien und Fehlanpassungen sind Quellen von nichtthermischem Rauschen. Unter der Übertragungsgüte oder Rauschzahl versteht man normalerweise die nichtthermischen Rauschquellen, zu denen das thermische Rauschen addiert wird, um die Gesamt-rauschzahl des Systems zu erhalten. Dieses Rauschen, welches auch auf dem Schirm sichtbar wird, bestimmt die Empfindlichkeit eines Spektrumanalysators.

Da der Rauschpegel sich mit der Bandbreite ändert, ist es notwendig, sich beim Empfindlichkeitsvergleich zweier Analysatoren auf die gleiche Filterbandbreite zu beziehen. Spektrumanalysatoren werden über ein breites Frequenzband gewobbel, sind aber eigentlich schmalbandige Meßinstrumente. Alle Signale die im Frequenzbereich des Spektrumanalysators liegen, werden auf eine Zwischenfrequenz, u.U. mehrfach, konvertiert und durchlaufen so die ZF-Filter. Der Detektor hinter dem ZF-Filter sieht nur den Rauschanteil, der innerhalb der schmalsten Filterbandbreite liegt, dieses wird auf dem Bildschirm dargestellt. Bei der Messung diskreter Signale wird die maximale Empfindlichkeit also mit dem schmalsten ZF-Filter erreicht.

Video-Filter

Die Messung kleiner Signale kann sich immer dann schwierig gestalten, wenn die Signalamplitude im gleichen Pegelbereich wie das mittlere Rauschen des Spektrumanalysators liegt. Um für diesen Fall die Signale besser sichtbar zu machen, lässt sich im Signalweg des Spektrumanalysators hinter dem ZF-Filter ein Video-Filter zuschalten. Durch dieses Tiefpassfilter (bei HM5530, HM5014-2 mit einer Videobandbreite von 4 kHz) wird das interne Rauschen des Spektrumanalysators gemittelt. Dadurch wird unter Umständen ein sonst im Rauschen verstecktes Signal sichtbar.

Wenn die ZF-Bandbreite sehr schmal im Verhältnis zum eingestellten SPAN ist, sollte das Video-Filter nicht eingeschaltet werden, da dies zu einer zu niedrig dargestellten Amplitude auf Grund der Bandbreitenbegrenzung führen kann. (Eine nicht zulässige Kombination der eingestellten Parameter wird durch die „uncal“-Anzeige am Spektrumanalysator angezeigt).

Empfindlichkeit – Max. Eingangspegel

Die Spezifikation der Eingangsempfindlichkeit eines Spektrumanalysators ist etwas willkürlich. Eine Möglichkeit der Spezifikation ist, die Eingangsempfindlichkeit als den Pegel zu definieren, bei dem die Signalleistung der mittleren Rauschleistung des Analysators entspricht. Da ein Spektrumanalysator immer Signal plus Rauschen misst, erscheint bei Erfüllung dieser Definition das zu messende Signal 3dB oberhalb des Rauschpegels.

Die maximal zulässige Eingangsspannung für einen Spektrumanalysator ist ein Pegel, der sicher noch nicht zur Zerstörung der Eingangsstufe führt. Dies ist bei einem Pegel von +10 dBm für den Eingangsmischer (Abschwächer 1 : 1, d.h. 0 dB), und +20 dBm mit Eingangsabschwächer (10 bis 50 dB) der Fall. Bevor der „burn out“-Pegel erreicht wird, setzt eine Verstärkungskompression beim Spektrumanalysator ein. Diese ist unkritisch, solange eine Kompression von 1 dB nicht überschritten wird.

Darüber hinaus kann man erwarten, dass der Analysator Nichtlinearitäten aufgrund von Übersteuerung produziert. Außerdem steigt die Gefahr einer unbemerkten Überlastung der Eingangsstufe, weil sich einzeln dargestellte Spektrallinien in der Abbildung auf dem Bildschirm auch bei einsetzender Verstärkungskompression meist nur unmerklich verändern. Auf jeden Fall entspricht die Abbildung der Amplituden dann nicht mehr den tatsächlichen Verhältnissen.

Bei jeder Signalanalyse entstehen im Spektrumanalysator selbst Verzerrungsprodukte, und zwar größtenteils verursacht durch die nichtlinearen Eigenschaften der Eingangsstufe. Sie bewegen sich bei HAMEG Spektrumanalysatoren in der Größenordnung von < -75 dBc unterhalb des Eingangspegels, solange dieser nicht größer als -30 dBm ist.

Um größere Eingangssignale verarbeiten zu können, ist dem Mischer ein Eingangsabschwächer vorgeschaltet. Das größte Eingangssignal, welches der Spektrumanalysator bei jeder beliebigen Stellung des Abschwächers verarbeiten kann ohne ein bestimmtes Maß an Verzerrungen zu überschreiten, wird der „optimale Eingangspegel“ genannt. Das Signal wird dabei soweit abgeschwächt, dass der Mischer keinen größeren Pegel als -30 dBm angeboten bekommt. Anderenfalls wird der spezifizierte Oberwellenabstand nicht eingehalten. Der verzerrungsfreie Bereich wird auch als „nutzbarer Dynamikbereich“ des Analysators bezeichnet. Zum Unterschied dazu wird der darstellbare Anzeigebereich definiert als das Verhältnis vom größten zum kleinsten gleichzeitig angezeigten Pegel, ohne dass Intermodulationsprodukte des Analysators auf dem Bildschirm sichtbar sind.

Der maximale Dynamikbereich eines Spektrumanalysators lässt sich aus den Spezifikationen ermitteln. Den ersten Hinweis gibt die Spezifikation für die Verzerrungen. So beträgt dieser Wert z.B. 75 dBc bis zu einem Eingangspegel von -30 dBm am Eingang bei 0 dB Eingangsabschwächung. Um diese Werte nutzbar zu machen, muss der Spektrumanalysator in der Lage sein, Pegel von ca. -110 dBm erkennen zu lassen. Die dafür erforderliche ZF-Bandbreite sollte nicht zu schmal sein, um in Abhängigkeit von Span und Speezeit die optimale Empfindlichkeit des Spektrumanalysators zu nutzen.

Der verzerrungsfreie Messbereich kann durch eine Reduzierung des Eingangspegels weiter ausgedehnt werden. Die einzige Einschränkung bildet dann die Empfindlichkeit des Spektrumanalysators. Die maximal mögliche Dynamik wird erreicht, wenn die Spektrallinie mit dem höchsten Pegel den Referenzpegel gerade noch nicht überschreitet.

Frequenzgang

Mit diesem Begriff wird das Übertragungsverhalten des Spektrumanalysators beschrieben. Der Frequenzgang soll möglichst eben, d.h. die Genauigkeit des angezeigten Signalpegels soll unabhängig von der Signalfrequenz sein. Dabei müssen sich Filter und Verstärker im eingeschwungenen Zustand befinden.

Mitlaufgenerator

Mitlaufgeneratoren (Engl.: Tracking Generator) sind spezielle Sinusgeneratoren, deren Frequenz vom Spektrumanalysator gesteuert wird. Die Steuerung des Mitlaufgenerators erfolgt so, dass seine Frequenz immer gleich der „Empfangsfrequenz“ des Spektrumanalysators ist. Der Mitlaufgenerator erweitert die Anwendungsmöglichkeiten eines Spektrumanalysators wesentlich. Wie beim Spektrumanalysator gibt es zwei prinzipiell unterschiedliche Betriebsarten: Zero-Span- und Span-Betrieb. Die Kombination aus Spektrumanalysator und Mitlaufgenerator bilden zusammen ein Skalaren Netzwerkanalysator (SNA).

Liegt Zero-Span-Betrieb vor, ist die Frequenz des Mitlaufgeneratorsignals gleich der Frequenz auf die der Spektrumanalysator abgestimmt ist. Bei Span-Betrieb ist die Frequenz des Mitlaufgenerators immer gleich der Frequenz des Spektrumanalysators, d. h., dass sich die Frequenz der Ausgangsspannung immer in der Mitte des Durchlassfilters des Spektrumanalysators befindet. Es gibt Spektrumanalysatoren, die zwischen der Frequenz des Mitlaufgeneratorsignals und der Frequenz des Spektrumanalysators einen einstellbaren Offset ermöglichen, um z.B. durch Mischstufen mit Frequenzumsetzung zu messen.

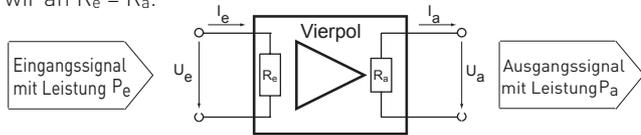
Oberwellen des Signals, seien sie im Mitlaufgenerator selbst oder im Spektrumanalysator entstanden, liegen so außerhalb des Durchlassbereiches der Filter im Spektrumanalysator. Auf diese Weise wird nur die Grundfrequenz des Mitlaufgenerators auf dem Bildschirm dargestellt. Frequenzgangmessungen über einen sehr großen Bereich sind so möglich, ohne dass die Messung von spektralen Unzulänglichkeiten des Generatorsignals beeinflusst wird. Die Empfindlichkeit des Systems wird durch das Eigenrauschen und somit durch die Filterbandbreite des Spektrumanalysators begrenzt.

Mit dem Mitlaufgenerator lassen sich Frequenzgang- und Dämpfungsmessungen an Verstärkern oder Filtern durchführen. Die Ausgangsspannung des Mitlaufgenerators wird an dem zu untersuchenden Bauteil eingespeist und die an dessen Ausgang anliegende Spannung dem Eingang des Spektrumanalysators zugeführt. In dieser Konfiguration bilden die Geräte ein in sich geschlossenes, gewobbeltes Frequenzmesssystem. Eine pegelabhängige Regelschleife im Mitlaufgenerator stellt die erforderliche Amplitudenstabilität im gesamten Frequenzbereich sicher. Reflexionsfaktor und Rückflusdämpfung lassen sich mit diesem System messen und somit auch Stehwellenverhältnisse ermitteln.

Messgrundlagen

Dämpfung und Verstärkung

Das nachfolgende Bild zeigt einen Vierpol mit der Eingangsgröße U_e und der Ausgangsgröße U_a . Zur Vereinfachung nehmen wir an $R_e = R_a$.



Spannungsverstärkung: $V_U = \frac{U_a}{U_e}$ Dämpfung: $D_U = \frac{U_e}{U_a} = \frac{1}{V_U}$

Stromverstärkung: $V_I = \frac{I_a}{I_e}$ Dämpfung: $D_I = \frac{I_e}{I_a} = \frac{1}{V_I}$

Leistungsverstärkung: $V_P = \frac{P_a}{P_e} = \frac{U_a \times I_a}{U_e \times I_e} = V_U \times V_I$ oder auch Wirkungsgrad η

Pegel - Dezibel dB

Der Pegel ist das logarithmierte Verhältnis von zwei Größen derselben Einheit. Da die beiden Größen und auch die Einheiten im Verhältnis stehen, kürzen sich die Einheiten heraus. Pegel sind dimensionslos. Gerade bei Berechnungen mit Verstärkung und Dämpfung ergeben sich Zahlen, welche über Dekaden unterschiedlich sind. Diese werden schnell unhandlich und unübersichtlich. Um die Berechnung zu vereinfachen werden Pegel verwendet.

Verhältnis der Größen: $\frac{X_1 \text{ [Einheit]}}{X_2 \text{ [Einheit]}}$

Pegel der Größen: $\lg \frac{X_1 \text{ [Einheit]}}{X_2 \text{ [Einheit]}}$ in Bel (B)

Als Kennzeichnung für die Pegelmaße werden die „Pseudo-Einheiten“ Bel (B) und Dezibel (dB) verwendet. Wird statt dem Zehnerlogarithmus (dekadischer Logarithmus) der natürliche Logarithmus zur Pegelbildung herangezogen, wird zur Kennzeichnung des Pegelmaßes die heute kaum noch gebräuchliche „Einheit“ Neper (Np) benutzt. (engl. Mathematiker John Neper 1550 bis 1617)

Relativer Pegel

Zur Angabe der Leistungsverstärkung wird allgemein das 10-fache des dekadischen Logarithmus verwendet. Dies wird am Zusatz Dezibel (dB) erkenntlich. Strom- und Spannungsverstärkung werden durch das 20-fache des dekadischen Logarithmus angegeben.

Verstärkungsmaß der Leistung:

$$v_p = 10 \lg V_p = 10 \lg \frac{P_a}{P_e}$$

$$= 10 \lg \frac{\frac{U_a^2}{R_a}}{\frac{U_e^2}{R_e}} = 10 \lg \left[\frac{U_a^2}{U_e^2} \times \frac{R_e}{R_a} \right]$$

$$= 20 \lg \frac{U_a}{U_e} + 10 \lg \frac{R_e}{R_a}$$

Verstärkungsmaß der Spannung:

$$v_u = 20 \lg V_u = 20 \lg \frac{U_a}{U_e}$$

Verstärkungsmaß für den Strom:

$$v_i = 20 \lg V_i = 20 \lg \frac{I_a}{I_e}$$



Ist der Ausgangswiderstand des Verstärkers gleich dem Eingangswiderstand stimmen die Verstärkungsmaße für Leistung, Strom und Spannung überein.

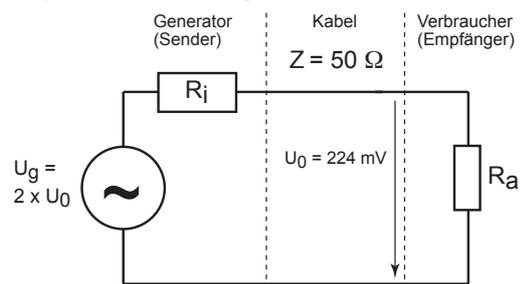
$$R_e = R_a \quad \text{dann folgt} \quad \frac{R_e}{R_a} = 1$$

$$\text{damit ist} \quad 10 \lg \frac{R_e}{R_a} = 0$$

Absoluter Pegel

Pegelwerte zu verwenden ist nur dann sinnvoll wenn auch die entsprechenden Bezugsgrößen bekannt sind. Die Bezugsgrößen P_0 , U_0 und I_0 können beliebig gewählt werden. Um jedoch eine entsprechende Vergleichbarkeit zu erhalten, werden in der Nachrichtentechnik meist folgende Bezugsgrößen verwendet:

Ausgehend von einer angepassten Koaxleitung: Am Widerstand $Z = 50 \Omega$ liegt eine Spannung von $U_0 = 224 \text{ mV}$. Dies entspricht eine Leistung $P_0 = 1 \text{ mW}$.



Leistungsanpassung
 $R_i = Z = R_a = 50 \Omega$
 $P_0 = 1 \text{ mW} \hat{=} 0 \text{ dBm}$

So sind in der Elektronik allgemein folgende Pegelangaben zu finden:

absoluter Spannungspegel: $20 \lg \frac{U}{1 \text{ V}}$ in dBV

$20 \lg \frac{U}{1 \text{ mV}}$ in dBmV

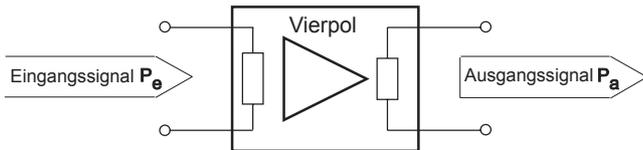
absoluter Leistungspegel:

$$20 \lg \frac{U}{1 \mu V} \quad \text{in dB}\mu V$$

$$10 \lg \frac{P}{1 W} \quad \text{in dBW}$$

$$10 \lg \frac{P}{1 mW} \quad \text{in dBm}$$

Dämpfung



Ist die Ausgangsgröße P_a größer als die Eingangsgröße P_e wird das Signal vom Vierpol verstärkt.

Der Quotient $\frac{P_a}{P_e}$ ist größer 1.
 Ebenfalls ist der Pegel $10 \lg \frac{P_a}{P_e}$ positiv.

Ist die Ausgangsgröße P_e kleiner als die Eingangsgröße P_a wird das Signal vom Vierpol gedämpft.

Der Quotient $\frac{P_a}{P_e}$ ist kleiner 1.
 Damit ist der Pegel $10 \lg \frac{P_a}{P_e}$ negativ.

Um auch bei der Dämpfung mit positiven Zahlen zu rechnen wird der Quotient umgekehrt.
 Ist die Ausgangsgröße P_a kleiner als die Eingangsgröße

P_e wird der Quotient $\frac{P_e}{P_a}$ größer 1.
 Ebenfalls ist der Pegel, das sogenannte Dämpfungsmaß
 $a = 10 \lg \frac{P_e}{P_a}$ wieder positiv.

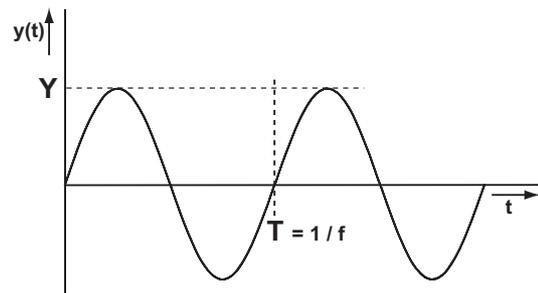
Einführung in die Spektrum-Analyse

Die Analyse von elektrischen Signalen ist ein Grundproblem für viele Ingenieure und Wissenschaftler. Selbst wenn das eigentliche Problem nicht elektrischer Natur ist, werden oftmals die interessierenden Parameter durch die unterschiedlichsten Wandler in elektrische Signale umgewandelt. Dies umfasst ebenso Wandler für mechanische Größen wie Druck oder Beschleunigung, als auch Messwertumformer für chemische und biologische Prozesse. Die Wandlung der physikalischen Parameter ermöglicht anschließend die Untersuchung der verschiedenen Phänomene im Zeit- und Frequenzbereich. Der traditionelle Weg, elektrische Signale zu analysieren, ist ihre Darstellung in der Amplituden-Zeit-Ebene (Zeitbereich).

Zeitbereich

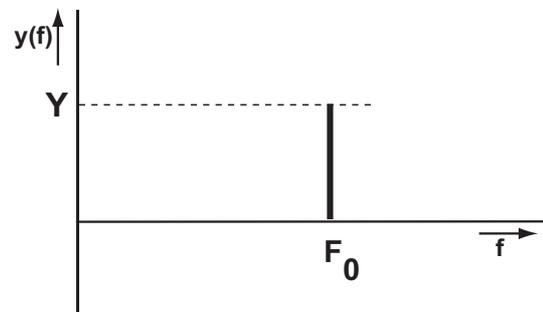
Die Darstellung der Signale erfolgt mit Oszilloskopen im Yt-Betrieb in der Amplituden-Zeitebene (Zeitbereich). Es werden Informationen über Amplituden und zeitliche Zusammenhänge erkennbar. Allerdings lassen sich damit nicht alle Signale ausreichend charakterisieren. Schwierig wird es bei der Darstellung eines Signals, dass aus verschiedenen sinusförmigen Bestandteilen zusammengesetzt ist. Mit einem Oszilloskop wird nur die Summe aller Bestandteile sichtbar. Die einzelnen Frequenz- und Amplituden-Anteile werden nicht angezeigt. Das einfachste periodische Signal im Zeitbereich ist eine Sinusschwingung. Sie wird durch folgende Gleichung beschrieben:

$$Y(t) = Y \times \sin(2\pi \times \frac{t}{T})$$



Das selbe Sinussignal im Frequenzbereich wird wie folgt dargestellt:

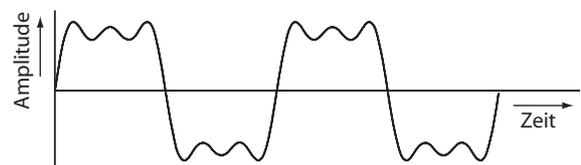
$$y(f) = F_0$$



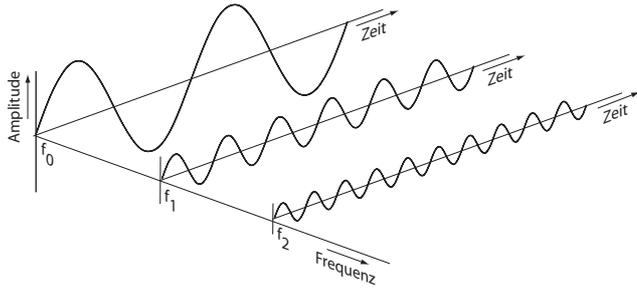
Frequenzbereich

Anstatt ein Signal im Zeitbereich anzuzeigen, lässt es sich auch in der Amplituden-Frequenzebene im Frequenzbereich darstellen. Ein Signal wird dann durch die darin enthaltenen Frequenzen und deren Amplituden charakterisiert. Der Phasebezug des Signals geht bei dieser Betrachtungsweise jedoch verloren.

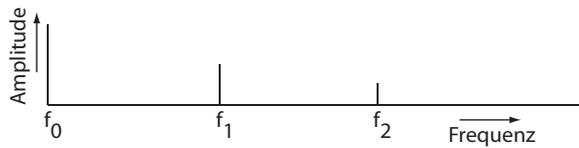
Als erstes wird ein Signal, bestehend aus den Frequenzen f_0, f_1 und f_2 im Zeitbereich dargestellt.



Nun werden die im Signal enthaltenen drei Frequenzen f_0 , f_1 und f_2 im Zeitbereich einzeln dargestellt.



Jetzt erfolgt die Darstellung des selben Signals mit den Frequenzen f_0 , f_1 und f_2 im Frequenzbereich



FFT-Analyse (Fast Fourier Transformation)

Die FFT-Analyse wird für relativ niedrige Frequenzen (einige 100MHz) verwendet, da die Auflösung der A/D-Wandler begrenzt ist. Zum Einsatz kommen so genannte Echtzeit-Analysatoren nach dem Prinzip der diskreten Fouriertransformation.

Dabei wird ein zeitlich begrenzter Abschnitt des Signals betrachtet. Das auszuwertende Signal wird abgetastet und aus den erfassten einzelnen Messwerten wird das Spektrum des Signals berechnet. Da bei dieser Betrachtung einzelne diskrete Messwerte zur Berechnung benutzt werden, nennt man dies auch Diskrete-Fourier-Transformation (DFT). Als Ergebnis erhält man wiederum ein diskretes Frequenzspektrum. Um die Anzahl der für die Transformation benötigten Rechenschritte zu verringern gibt es verschiedene Rechenalgorithmen. Der am häufigsten verwendete Algorithmus ist die Fast-Fourier-Transformation (FFT).

Damit das Ergebnis der FFT-Analyse auch aussagekräftig ist müssen zwei Bedingungen erfüllt sein:

- Bei dem Signal muss es sich um ein periodisches Signal handeln.
- Der beobachtete zeitlich begrenzte Abschnitt des Signals muss ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Signals sein.

Sind diese Bedingungen nicht erfüllt ergeben sich Fehler bei der Berechnung der Frequenzen des Spektrums und deren Amplituden.

Spektrumanalysatoren

Mit ihnen erfolgt die Signaldarstellung in der Amplituden-Frequenzebene (Yf). Dabei werden die einzelnen Spektralkomponenten und ihre Amplituden angezeigt. Die hohe Eingangsempfindlichkeit und der große Dynamikbereich von Spektrumanalysatoren ermöglichen die Analyse von Signalen, die mit einem Oszilloskop nicht darstellbar sind. Ähnlich verhält es sich mit dem Nachweis von Verzerrungen sinusförmiger Signale, dem Nachweis niedriger Amplituden-Modulation und Messungen im Bereich der AM- und FM-Technik, wie Trägerfrequenz, Modulationsfrequenz oder Modulationsgradmessungen. Ebenso lassen sich Frequenzkonverter in Bezug auf Übertragungsverluste und Verzerrungen einfach charakterisieren. Eine weitere Anwendung von Spektrumanalysatoren, die mit Mitlaufgeneratoren ausgerüstet sind, ist die Messung an Vierpolen. So etwa Frequenzgangmessungen an Filtern und Verstärkern. Spektrumanalysatoren lassen sich nach zwei grundsätzlichen Verfahren unterscheiden: gewobbelte und abgestimmte Analysatoren oder Echtzeit-Analysatoren. Nachfolgend sind kurz einige Typen von Spektrumanalysatoren beschrieben.

Echtzeit-Analysatoren

Parallelfilter-Analysatoren bestehen aus der Parallelschaltung einer Vielzahl von schmalbandigen analogen Filtern. Es können dabei so viele diskrete Frequenzen zur Anzeige gebracht werden, wie Filter vorhanden sind. Die Grenze der Wirtschaftlichkeit wird hier je nach Anzahl und Güte der Filter teilweise schnell erreicht. Parallelfilter-Analysatoren sind sehr schnell und sehr teuer.

Überlagerungs-Spektrumanalysatoren

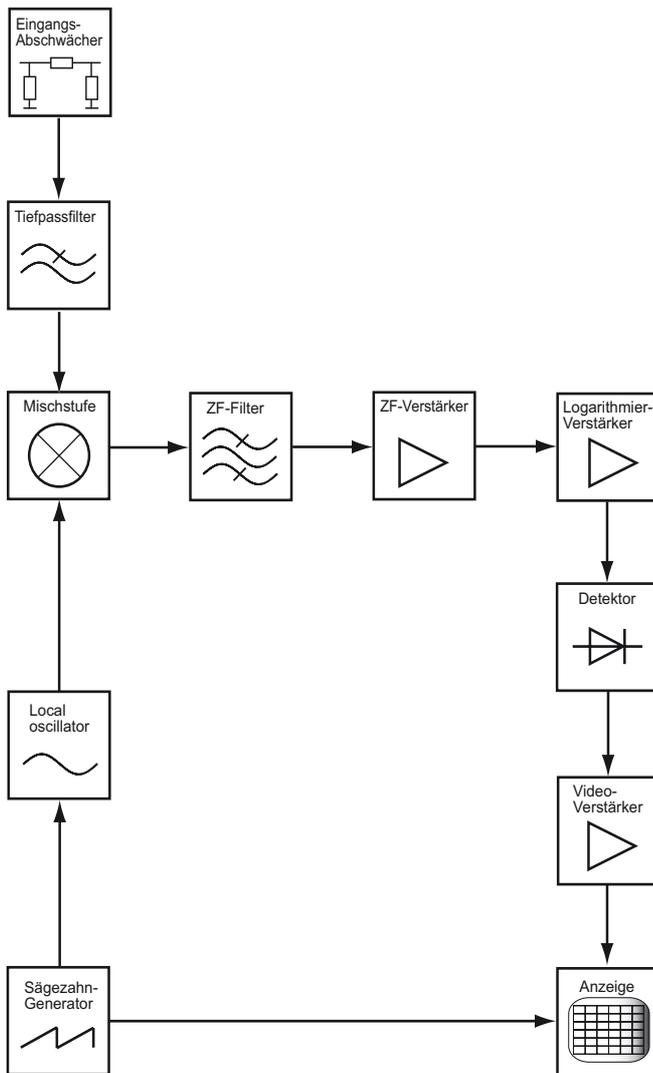
Fast alle modernen Spektrumanalysatoren arbeiten deshalb nach dem Überlagerungsprinzip (Superheterodyne-Prinzip). Eine Möglichkeit ist die Mittenfrequenz eines Bandpassfilters über den gewünschten Frequenzbereich abzustimmen. Ein Detektor erzeugt dabei eine vertikale Ablenkung auf dem Bildschirm. Ein durchstimmbarer Generator sorgt für die synchrone Abstimmung der Filtermittenfrequenz und der Horizontalablenkung. Dieses einfache Prinzip ist relativ preiswert, hat jedoch Nachteile in Bezug auf Selektion und Empfindlichkeit.

Bandpassfilter

Die gebräuchlichere Art der Spektrumanalysatoren verwendet für die Selektion ein Bandpassfilter mit fester Mittenfrequenz. Hier wird die Frequenz eines lokalen Oszillators (LO) verändert. Ein durchstimmbarer Oszillator ist auch für hohe Frequenzen gut und stabil realisierbar. Ein festes Bandpassfilter mit hoher Güte ist einfacher zu bauen und in seinen Eigenschaften stabiler als ein durchstimmbares Filter. Das feste Filter lässt zu jedem Zeitpunkt nur denjenigen Anteil der zu analysierenden Funktion passieren, für den gilt:

$$f_{\text{inp}}(t) = f_{\text{Lo}}(t) \pm f_{\text{ZF}}$$

- $f_{\text{inp}}(t)$ = Frequenz Eingangssignal
- $f_{\text{Lo}}(t)$ = Frequenz Lokaloszillator (LO)
- f_{ZF} = Zwischenfrequenz



Durch die Umsetzung auf eine feste Zwischenfrequenz werden die Nachteile des Systems mit abstimmbarem Bandpassfilter umgangen. Der nutzbare Frequenzbereich und die Grenzempfindlichkeit eines Spektrumanalysators hängen zum größten Teil vom Konzept und der technischen Ausführung des Eingangsteils ab. Das HF-Eingangsteil wird durch die Komponenten Eingangsabschwächer, Eingangsfiler, Mischer und Umsetzoszillator (LO) bestimmt. Das zu analysierende Signal gelangt über den in 10dB-Schritten schaltbaren Eingangsabschwächer auf ein Eingangsfiler.

Dieses Filter hat Tiefpasscharakter und erfüllt mehrere Aufgaben: Es verhindert in gewissem Maße den Mehrfachempfang eines Signals, den Direktempfang der Zwischenfrequenz (ZF-Durchschlag) und unterdrückt die Rückwirkung des Oszillators auf den Eingang. Der Eingangsmischer ist zusammen mit dem durchstimmbaren Oszillator (1. LO) für die Umsetzung der Eingangssignale zuständig. Er bestimmt die frequenzabhängige Amplitudencharakteristik und die dynamischen Eigenschaften des Gerätes.

Mischer

Der Analysator arbeitet im Prinzip wie ein elektronisch abgestimmter Schmalbandempfänger. Die Frequenzabstimmung erfolgt durch den Umsetzoszillator (1. LO; „Local Oscillator“), dessen Signal auf die 1. Mischstufe (Eingangsmischer) gelangt. Das gesamte am Analysatoreingang vorhandene Fre-

quenzspektrum (Eingangsspektrum) gelangt ebenfalls auf die 1. Mischstufe.

Am Ausgang der 1. Mischstufe sind folgende Signale:

1. Signal (f_{LO}) des 1. Umsetzoszillators (1. LO)
Die Frequenz des 1. LO liegt zum Beispiel immer 1369,3 MHz über der Frequenz des Eingangssignals. Für 0 kHz beträgt die Frequenz 1369,3 MHz $(0 \text{ kHz} + 1369,3 \text{ MHz})$.

Bei 150 kHz wird sie zu 1369,45 MHz $(150 \text{ kHz} + 1369,3 \text{ MHz})$

und bei 1050 MHz sind es 2419,3 MHz $(1050 \text{ MHz} + 1369,3 \text{ MHz})$.
2. Eingangsspektrum (f_{inp})
Das Eingangssignal wie es am Analysatoreingang vorliegt und über den Eingangsabschwächer auf den Eingangsmischer gelangt (spezifizierter Messbereich: 150 kHz bis 1050 MHz).
3. Mischproduktsumme von 1. LO (f_{LO}) und dem gesamten Eingangsspektrum (f_{inp})
Bei einer zu messenden Frequenz von 150 kHz beträgt die Frequenz des 1. LO 1369,45 MHz; die Summe beträgt dann 1369,60 MHz. Für 1050 MHz muss die Frequenz des 1. LO 2419,3 MHz betragen und die Summe ist 3469,3 MHz.
4. Mischprodukt Differenz von 1. LO (f_{LO}) und dem gesamten Eingangsspektrum (f_{inp})
Bei 150 kHz beträgt die Frequenz des 1. LO 1369,45 MHz, was eine Differenz von 1369,3 MHz $(1369,45 \text{ MHz} - 150 \text{ kHz})$ ergibt. Im Falle 1050 MHz $(2419,3 \text{ MHz} - 1050 \text{ MHz})$ ist die Differenz erneut 1369,3 MHz.

Fazit: Nach der 1. Mischstufe gelangen die zuvor beschriebenen Signale auf ein Bandpassfilter (ZF-Filter). Die Mittenfrequenz des ZF-Filters beträgt 1369,3 MHz. Damit kann nur die Mischprodukt Differenz, die 1369,3 MHz beträgt und das Signal des 1. LO (bei Abstimmung auf 0 kHz = 1369,3 MHz) zum Ausgang des Bandpassfilters gelangen, von wo aus die weitere Signalverarbeitung erfolgt.

Das vom 1. LO bewirkte „0 kHz-Signal“ ist unvermeidlich und kann bei Messungen mit 500 kHz Auflösungsbandbreite (RBW) im Bereich von 0 kHz bis ca. 2,5 MHz stören. Mit einer niedrigeren Auflösungsbandbreite lassen sich derartige Effekte vermeiden.

Bei der Messung wird zwischen Zero-Span (Messbereichsumfang gleich Null) und dem von Null abweichendem Span unterschieden.

Zero-Span Betrieb

Folgende Bedingungen liegen vor, je nach dem ob ohne oder mit SPAN gemessen wird:

Im Zero-Span Betrieb erzeugt der 1. LO eine feste Frequenz, um 1369,3 MHz höher als die zu analysierende Eingangsfrequenz sein muss. Der Analysator zeigt dann nur die gewünschte Eingangsfrequenz und die Frequenzanteile an, die abhängig von der gewählten Auflösungsbandbreite (RBW) über die ZF-Filter gelangen.

Sweep-Betrieb

Liegt Zero-Span nicht vor, wird ein Frequenzbereich angezeigt, dessen Umfang von der Span-Einstellung abhängig ist. Be­trägt z.B. die Mittenfrequenz 500 MHz und der Span 1000 MHz (Fullspan), beginnt die Messung (angezeigt am linken Rand der Darstellung) mit 0 kHz und endet (am rechten Rand der Dar­stellung) mit 1000 MHz. Bei dieser Einstellung wird die Frequenz des 1. LO zeitlinear von 1369,3 MHz auf 2469,3 MHz erhöht, bis ein Sweep erfolgt ist und der nächste beginnt.

Zwischen dem zu analysierenden Frequenzbereich (SPAN-Einstellung) und der Auflösungsbandbreite (RBW) bestehen physikalische Zusammenhänge, welche die Anzeige von zu niedrigen Signalpegeln bewirken können. Derartige Fehler entstehen, wenn die Messzeit nicht die Erfordernisse der vom ZF-Filter und/oder Video-Filter benötigten Einschwingzeit erfüllt. Die Messzeit zu kurz ist. Mit der UNCAL.-Anzeige werden derartige Bedingungen signalisiert.

Deutsch	4
Français	34
Español	50

English

Spectrum-Analyzer basics	14
Introduction to spectrum analysis, advantages of spectrum analyzers.	14
Spectrum-Analyzer specifications	14
Frequency measurement	15
Stability	15
Resolution.	15
Noise	16
Video filter	16
Sensitivity – Maximum input level	16
Frequency response.	16
Tracking Generator	16
Basics of measurement	17
Attenuation and amplification	17
Level - Decibel dB	17
Relative level	17
Absolute level	17
Attenuation	17
Introduction to Spectrum Analysis	18
Time domain	18
Frequency domain	18
FFT (Fast Fourier Transform) analysis	18
Spektrum Analyzers	19
Real time spectrum analyzers	19
Superheterodyne spectrum analyzers	19
Input filter	19
Mixer, LO	19
Zero span operation	20
Sweep operation	20

Spectrum-Analyzer basics

Introduction to spectrum analysis, advantages of spectrum analyzers.

The analysis of electrical signals is a fundamental task for many engineers and scientists. Even if the parameters to be measured are basically non-electrical, in many cases they are converted to electrical signals. Such transducers are available for mechanical parameters like pressure or acceleration as well as for chemical and biological ones. The conversion allows to use the many electrical and electronic measuring instruments for analysis in the time and frequency domains.

Traditionally, electrical signals are observed and measured in the amplitude – time – domain, e.g. with an oscilloscope in the Y/t mode. This yields information about waveforms, amplitudes and time relationships. However, not all signals can be adequately characterized that way. An oscilloscope displays the waveform, but not the individual components of which this is composed. So to speak the oscilloscope shows the sum of the components, but it can not measure the frequencies and amplitudes of them.

A spectrum analyzer displays the amplitudes of the spectral components of a signal with respect to frequency (Y/f). The signal resp. its components must repeat periodically. There are oscilloscopes which calculate and display a mathematically derived Fourier spectrum, but even with this feature an oscilloscope will not become a spectrum analyzer by far! There remain fundamental differences, although such oscilloscope Fourier spectra may suffice for many applications. In general, one needs both types of instruments.

1. The sensitivity of spectrum analyzers is several orders of magnitude higher than that of any oscilloscope. This fact, also in conjunction with the following item, allows the analysis of signals which can not be displayed on a scope.
2. The dynamic range of spectrum analyzers is several orders of magnitude larger than that of any oscilloscope.
3. Spectrum analyzers excel also and especially in the analysis of distortions of sine waves, the detection of weak amplitude or frequency modulation of signals, in measurements of AM, FM such as carrier frequency, modulation frequency, modulation depth etc. Also frequency converters can be characterized with respect to losses and distortions.
4. An oscilloscope amplifies the whole signal in a wideband amplifier up to its crt (in analog scopes) or up to the a/d converter (in DSO's). Large signal components or interference dictate the setting of the input attenuator i.e. the sensitivity, consequently weak signals or components can not be seen any more. Increasing the sensitivity in order to detect small signal components is not possible, because this would cause overdrive and hence distortions. (There is an exception: a true difference amplifier with offset is able to give a microscopic display of small signal waveform portions, but not of spectral components.)

A spectrum analyzer is a high performance narrow bandpass tunable receiver with high quality input preselection filters and multiple superheterodyning with its known advantages. It is able to detect and measure very small signal components even in the presence of very much larger amplitudes nearby.

5. A spectrum analyzer can display simultaneously a wide frequency band and also a 80 dB (HAMEG Spectrum analyzers) amplitude range due to its logarithmic scaling. This is an enormous advantage in many important applications such as emi measurements, because the results of circuit modifications will be evident immediately over a wide frequency range. In emi work there is the so-called „water bed effect“ which means that a certain measure to suppress a portion of the frequency spectrum may cause an increase of amplitudes in another portion with the net result of no improvement at all.

Spectrum analyzers operate according to two predominant principles: tuned or real time analyzers. Real time analyzers conforming to the principles of the discrete Fourier transform consist of the parallel connection of a multitude of frequency selective indicators. Only that many discrete frequencies can be detected and measured as there are filters. Depending on the number and quality of such filters, the increase in cost sets limits to their practical application.

Almost all modern spectrum analyzers use the superheterodyne principle. One method is the use of a bandpass filter which can be tuned over the interesting frequency range. A detector generates the Y signal while a sweep generator tunes the filter synchronously with the X deflection. This simple principle is low cost, but suffers from serious drawbacks with respect to selectivity and sensitivity, one reason is the change of bandwidth with tuning.

Practical spectrum analyzers function quite like a high performance radio receiver and use one or several bandpass filters with fixed center frequencies. The disadvantages of tunable bandpass filters are avoided by frequency conversion of the input signal to a fixed if. The if filter(s) allow such input frequencies to pass which conform to the equation:

$$f_{\text{inp}(t)} = f_{\text{LO}(t)} \pm f_{\text{IF}}$$

Circuit design and layout of the input stage determine to a large extent the frequency range as well as the sensitivity of a spectrum analyzer. The hf input stage consists of the attenuator, the input filter, and the 1st local oscillator.

Spectrum-Analyzer specifications

The many applications of spectrum analyzers require a variety of properties which may partly exclude each other or which can only be combined with great effort. The main application areas are those where the accuracy, the resolution in time resp. frequency and the low dynamic range of oscilloscopes limit the analysis of signals.

A wide frequency tuning range, requirements on the filters from extremely narrow to „full span“ as well as high sensitivity need

not exclude each other; but their combination with also high resolution, high stability, flat frequency response, low distortions mostly requires indeed high effort and cost.

Frequency measurement

Spectrum analyzers allow the measurement of frequencies in SPAN (frequency sweep) mode as well as in the Zero Span (SF = 0) mode. In SPAN mode, the whole frequency range of the instrument may be swept and displayed in „full span“ (e.g. SF = 3000 MHz), in this mode the frequency of a spectral component may be determined roughly. Subsequently, this frequency can be shifted to the screen center by changing the CENTER frequency, then the SPAN is decreased, thus the frequency resolution increased.

The smaller the SPAN, the narrower the filter bandwidth (RBW), the better the accuracy of frequency measurements, because the display and the MARKER accuracies are increased.

In the ZERO SPAN mode and selecting the smallest bandwidth, it is sufficient to tune the (unmodulated) signal, displayed as a horizontal baseline, with the CENTER adjustment for maximum amplitude and read the frequency from the readout. The analyzer operates as a selective voltmeter with selectable bandwidth.

Stability

It is important that the frequency stability of the analyzer surpasses that of the signal. The frequency stability depends upon the stability of the first local oscillator (1st LO). One must discriminate between short-term and long-term stability. Residual fm is a measure of the short-term stability. Noise side bands are a measure of the spectral purity of the 1st LO and contribute to the short-term (in)stability; they are characterized by their attenuation in dB and their distance in Hz from the signal to be analyzed with respect to a specified filter bandwidth.

The long-term stability of a spectrum analyzer is mainly determined by the frequency drift of the 1st LO; it is a measure of how much the frequency may change within a predetermined time period.

Resolution.

Prior to measuring the frequency of a signal with a spectrum analyzer, the signal must be detected and resolved. Resolution means the signal resp. the spectral line must be separated from neighbouring signals within the spectrum being analyzed. This ability of resolution is a decisive criterion in many spectrum analyzer applications.

The resolution is determined by:

- sweep time
- span (dispersion)
- 3 dB bandwidth of the narrowest amplifier stage resp. filter.

The 3 dB bandwidth of the narrowest amplifier resp. filter, Gauss behaviour assumed, is called the resolution bandwidth. This is the smallest bandwidth which can be displayed if the other parameters (sweep time, span) are varied.

The bandwidth and the slope of the if filters are thus the important characteristics which determine whether two adjacent spectral lines of widely different amplitude can be resolved. In general, the bandwidth is defined as the -3 dB bandwidth, however with spectrum analyzers, for EMC measurements it is

customary to specify the -6 dB bandwidth e.g. for the HAMEG spectrum analyzers HM5530 and HM5014-2; this offers a range comparison to consider spectrum analyzers between different manufacturers. The different bandwidth definitions should be borne in mind when comparing instruments. The -6 dB bandwidth can be converted into -3 dB bandwidth with the following formula.

$$B_{3dB} = 0,707 \times B_{6dB}$$

The ratio of the bandwidth at -60 dB to the bandwidth at -3 dB is defined as the form factor; the smaller the form factor, the better the capability of the analyzer to separate two adjacent spectral lines.

If e.g. the form factor of a filter in the analyzer is 15 :1, two spectral lines differing in amplitude by 60 dB, must be at least 7.5 times the filter bandwidth apart in frequency if they are still to be recognized as two signals, otherwise they will merge and appear as a single signal.

However, the form factor is but one parameter influencing the separation of spectral lines of different amplitude and frequency; the residual FM and the spectral purity of the internal oscillators are as important, because they generate noise sidebands, thereby reducing the achievable resolution. Noise sidebands will show up at the base of the IF filter display and deteriorate the stopband behaviour of the filters.

If the narrowest if bandwidth is 9 kHz, the smallest frequency distance possible between two spectral lines is also 9 kHz if they are still to be recognized as separate. The reason is that, when detecting a signal, the spectrum analyzer displays its own if filter shape while sweeping the frequency. As the resolution is mainly dictated by the IF filter bandwidth, one might assume that infinite resolution will be obtained with an infinitely narrow filter bandwidth. As mentioned above, the residual fm of the oscillators also limits the resolution and determines the narrowest practical if bandwidth. If the residual fm is 9 kHz, e.g., the narrowest practically useful if bandwidth will be also 9 kHz if a single signal is to be measured.

An IF filter with still lower bandwidth would show more than one spectral line or a jittery display, depending upon the sweep speed, also a partly complete display is possible.

There is another important limitation to the narrowest practical if filter bandwidth: the frequency sweep speed relative to the if filter bandwidth selected. The narrower the filter, the slower the sweep speed; if the sweep speed is too high, the filter can not respond fast enough, and the amplitudes of the spectral lines will be incorrectly displayed, in general too low.

A so called optimum resolution is defined by:

$$\text{optimum resolution} = \frac{\text{SQRT Span in Hz}}{\text{Sweep time in s}}$$

A so called optimum resolution bandwidth is defined by:

$$\text{optimum resolution bandwidth} = \frac{0,66 \times \text{SQRT Span}}{\text{Sweep time}}$$

For very long sweep times both become identical.

The optimum resolution bandwidth for pulsed signals is:

$$\text{optimum resolution bandwidth (-3 dB)} \leq \frac{0,1}{\text{pulse width}}$$

If the bandwidth is narrower, the amplitudes of the side lobes will be displayed too low. With the optimum bandwidth, there are sharp nulls and a correct spectrum display. If the bandwidth is too large, the side lobes will become averaged, thus less pronounced, the nulls will be hardly discernible, the spectrum distorted.

Noise

The sensitivity is a measure of the ability of a spectrum analyzer to detect small signals. The maximum sensitivity is limited by its internal noise. There are two kinds of noise: thermal and non-thermal noise. Thermal noise is given by:

$$PN = K \times T \times B$$

PN: Noise power in watts

K: Boltzmann's constant (1.38 x exp - 23 Joule/K)

T: absolute temperature

B: Bandwidth

The equation shows that the noise power is directly proportional to bandwidth. Hence reducing the filter bandwidth by a decade will decrease the noise by 10 dB. This is equivalent to a sensitivity increase by 10 dB.

All other noise sources within the analyzer are assumed to be non-thermal. Sources of non-thermal noise are: undesired emissions, distortions due to nonlinear characteristics or mismatches. The non-thermal noise defines the so-called noise figure to which the thermal noise is added in order to arrive at the total noise figure of the system. This is the noise which is visible on the screen and which determines the sensitivity of the analyzer.

As the noise level depends on the bandwidth, any comparison of analyzers requires the use of the same bandwidth and the same bandwidth definition (-3 or -6 dB). Spectrum analyzers are swept over a wide frequency range, but they are narrow band-pass selective measuring instruments. All signals within the frequency range of the analyzer are converted (possibly several times) to an IF (or several) and pass the IF filter(s). The detector at the IF output sees only that noise which passes through the narrowest filter, and this will be displayed. When measuring discrete signals, maximum sensitivity is hence achieved with the narrowest filter bandwidth.

Video filter

If the amplitude of a signal is comparable to the analyzer's average noise, a measurement becomes difficult. The measurement can be improved by reducing the bandwidth below that of the narrowest IF filter. A so-called video filter is inserted in the signal path following the detector. This low-pass filter (with HM5530, HM5014-2 with video bandwidth of 4 kHz) averages the instrument's noise and decreases the displayed noise substantially. In many cases a small signal buried in noise will become visible.

If the IF bandwidth is already small compared to the span selected (high sweep speed), the video filter should not be used, because this could lead to false (too low) amplitude measurements. (An invalid combination of filter bandwidth and sweep speed will be indicated by „uncal“ in place of the sweep time readout on the spectrum analyzer.

Sensitivity – Maximum input level

The definition resp. specification of an analyzer's sensitivity is somewhat arbitrary. One method of specification is to define the sensitivity as that input signal power level which is equal to the analyzer's average noise power level. As an analyzer measures signal plus noise, the signal will appear 3 dB above the noise.

The maximum permissible input level is that which is still safe for the input stage. This level is specified as +10 dBm (no attenuation, attenuator 0 dB) and +20 dBm (attenuator 10 to 50 dBm) for the input mixer. Before the „burn-out“ level is reached, the analyzer will start to compress the signal; this is acceptable as long as the compression remains below 1 dB.

The analyzer will also produce nonlinearities if overdriven. There is further the danger of undetected input stage overload because individual spectral lines may only change imperceptibly due to the onset of compression. In such cases the amplitude display will not any more be true.

The analyzer generates distortions, mostly by input stage nonlinearities. These remain < -75 dBc below the input signal level as long as the level is < -30 dBm.

Larger input signals should be reduced by the attenuator preceding the mixer. The largest signal which the analyzer can digest without creating more distortions than specified is called the „optimum input level“, meaning that the mixer input remains < -30 dBm. At higher levels, the specification for the generation of harmonics will not be met any more. The distortion-free input range is also called the „useful dynamic range“. This is to be differentiated from the display range which is the ratio of the highest to the lowest signal displayed simultaneously without any visible intermodulation products.

The maximum dynamic range follows from the specifications. The first hint is the specification for the harmonics' level, this is > 75 dBc below the signal as long as the input level to the mixer is < -30 dBm. In order to make full use of these specifications, the analyzer must be able to detect levels of ca. -110 dBm. The IF bandwidth required for this should not be too narrow, considered as a function of span and sweep time to use the optimal sensitivity of the spectrum analyzer.

The distortion-free measuring range may be further extended by reducing the input level. This is limited by the analyzer's sensitivity. The maximum available dynamic range is achieved if the highest peak of the spectral lines just touches the reference level. i.e. the top of the graticule.

Frequency response.

The frequency response should be flat over the range, i.e. the accuracy of the signal level measured should be independent of frequency. Amplifiers and filters must be given sufficient time to reach full amplitude.

Tracking Generator

A tracking generator is a sine wave generator that is frequency controlled by a spectrum analyzer in such a way that the generator frequency and the spectrum analyzer receiving frequency are always equal. In ZERO SPAN mode the tracking generator provides a discrete sine wave frequency equal to the center frequency. In SPAN mode the tracking generator frequency precisely tracks the spectrum analyzer. There are spectrum analyzers that allow an adjustable offset between the tracking generator

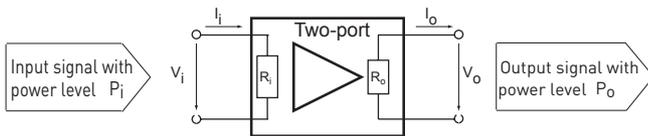
frequency and the frequency of the spectrum analyzer, in order to measure e.g. mixers with frequency conversion.

The tracking generator can be used for frequency response (amplitude vs. frequency) measurement on amplifiers, attenuators and filters. The generator output voltage should be applied to the input of the device under test, and the device output connected to the analyzer input. In this configuration, the spectrum analyzer/tracking generator becomes a self contained, complete (source, detector, and display) swept frequency measurement system. An internal levelling loop in the tracking generator ensures a levelled output over the entire frequency range. The combination of spectrum analyzer and tracking generator together form a scalar network analyzer (SNA).

Basics of measurement

Attenuation and amplification

The following picture shows a circuit with an input voltage V_i and an output voltage V_o . In order to simplify let the input impedance R_i = output impedance R_o .



Voltage amplification: $g_v = \frac{V_o}{V_i}$ Attenuation: $d_v = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{g_v}$

Current amplification: $g_c = \frac{I_o}{I_i}$ Attenuation: $d_c = \frac{I_i}{I_o} = \frac{1}{g_c}$

Power amplification: $g_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_i \times I_i}{V_o \times I_o} = g_u \times g_i$ or efficiency factor η

Decibel dB

In cases where signals may differ by orders of magnitude it is advantageous to display them on a logarithmic scale. Also, as seen from the above, the amplifications or attenuations of succeeding stages are multiplied, hence it is advantageous to use a logarithmic measure, this is the Bel resp. the decibel. Multiplication thus is reduced to the addition of logarithms resp. the addition of Bels (B) or decibels (dB), division by the subtraction of Bels or decibels.

1 Bel = $\lg X_1 / X_2$.

Both nominator and denominator must use the same units. The Bel or decibel is thus always a pure number. It denotes only the quotient of two numbers and does not represent a level.

Relative level

The quotient of two voltages or currents is given in dB by:

$g_u = 20 \lg \frac{V_1}{V_2}$ or

$g_i = 20 \lg \frac{I_1}{I_2}$

The quotient of two powers is given by:

$g_p = 20 \lg \frac{P_1}{P_2}$

In general:

$g_p = \frac{V_o^2}{R_o} \cdot \frac{R_i}{V_i^2} = 10 \lg \left[\frac{V_o^2}{V_i^2} \times \frac{R_i}{R_o} \right] = 20 \lg \frac{V_o}{V_i} + 10 \lg \frac{R_i}{R_o}$



HINT In the special case that $R_i = R_o$ the logarithm of 1 is zero, so the decibels of voltage, current and power become identical.

Absolute level

As mentioned decibel values do not represent absolute values but only quotients. However, it has become practical to base decibels in special applications upon fixed numbers, so that a dB value with an affix describing the base denotes an absolute level. The following standards are in use:

Absolute voltage levels:

$20 \lg \frac{V}{1V}$ in dBV

$20 \lg \frac{V}{1mV}$ in dBmV

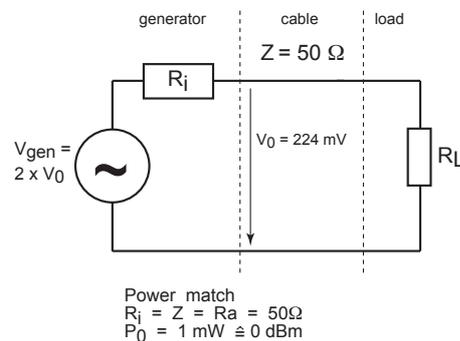
$20 \lg \frac{V}{1\mu V}$ in dB μ V

Absolute power levels:

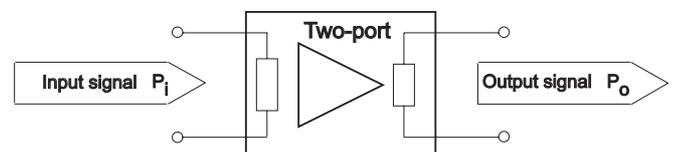
$10 \lg \frac{P}{1W}$ in dBW

$10 \lg \frac{P}{1mW}$ in dBmW

this is equivalent to 224 mV across a 50 Ω load.



Attenuation



If $P_o > P_i$ amplification takes place, hence the quotient

$$\frac{P_o}{P_i} > 1 \quad \text{hence } 10\lg \frac{P_o}{P_i} > 0$$

If $P_o < P_i$ attenuation takes place, hence the quotient

$$\frac{P_o}{P_i} < 1 \quad \text{hence } 10\lg \frac{P_o}{P_i} < 0$$

In order to count the attenuation with positive numbers, the quotient is turned around. If the initial value P_o is smaller than the input value P_i (See formula 1)

$$(1) \frac{P_i}{P_o} > 1 \quad (2) a = 10\lg \frac{P_i}{P_o}$$

Likewise the level, the so-called attenuation factor a is again positive (See formula 2).

Introduction to Spectrum Analysis

Analysis of electrical signals is a fundamental task for most engineers and scientists. Also, many non-electrical signals are converted into electrical signals in order to render them fit for analysis with electric measurement instruments. There are transducers for mechanical signals like pressure or acceleration as well as such for chemical and biological processes.

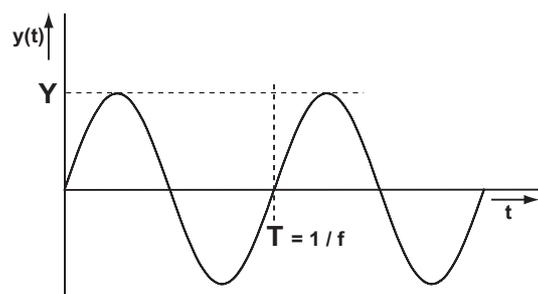
Time domain

The traditional route for signal analysis is the representation amplitude vs. time on an oscilloscope.

However, oscilloscope display has its shortcomings: in the first place the dynamic range is limited to in general 8 cm of display, details with less than about 1 % of full scale are hardly discernible. With an ordinary scope increasing the sensitivity leads to overdriving the vertical amplifier which mostly creates distortions. Unless they are fairly strong and visible individual frequencies are not detectable.

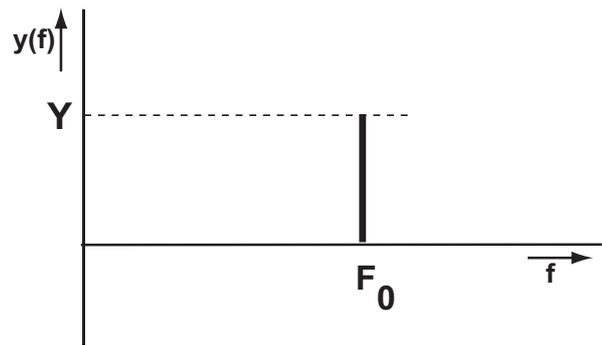
The simplest signal is the sine wave as described by:

$$Y(t) = Y \times \sin(2\pi \times \frac{t}{T})$$



The same signal, represented in the frequency domain will look like this:

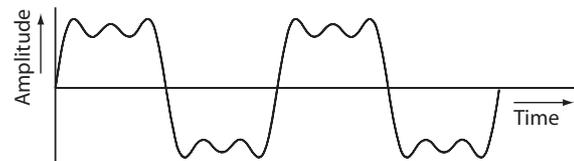
$$y(f) = F_0$$



Frequency domain

The representation of a signal in the frequency domain is given by amplitude vs. frequency, it is important to note that only the amplitudes of the frequencies contained in a signal are preserved, the phase or time relationship between them is lost forever. This implies that due to this loss it is impossible to reconstruct the signal again from the frequency spectrum. (It is possible to derive two spectra from the original signal, in this case reconstruction would be possible.)

As an example the following signal is first shown in the amplitude vs. time domain:



The next picture shows the individual components of the signal separately :

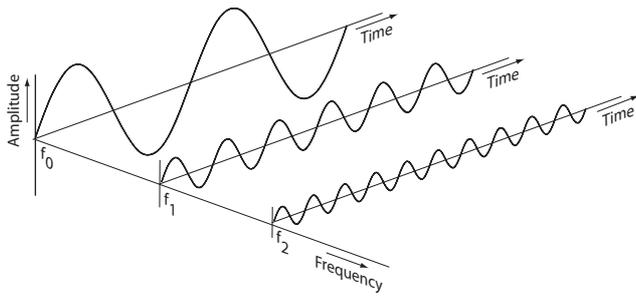
FFT (Fast Fourier Transform) analysis

The FFT analysis is used for relatively low frequencies (some 100 MHz), since the resolution of the D/A converters is limited. Real Time Analyzers so mentioned are used to the principle of the Discrete Fourier Transform.

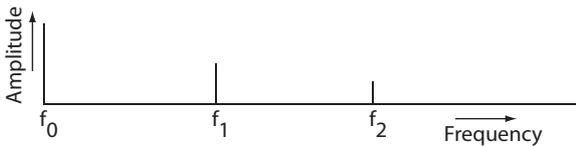
A temporally limited section of the signal is regarded. The signal which can be evaluated is sampled and calculated from the seized individual samples the spectrum of the signal. Because only individual discrete samples are used for the calculation, the method is also called Discrete Fourier Transform (DFT). As a result is a discrete frequency spectrum. By the number of calculation steps needed to reduce for the transformation there are different calculation algorithms. The most frequently used algorithm is the Fast Fourier Transform (FFT). Thus the result of the FFT analysis is also meaningful must two preconditions be fulfilled:

- The signal must be periodic
- Only multiples of the signal period may be used for the calculations

If these conditions are not fulfilled errors are the result in the case of the calculation of the frequencies of the spectrum and their amplitudes.



Now the components are shown in the frequency domain:



Spektrum Analyzers

Spectrum analyzers display the amplitudes of the signal components vs. frequency. They excel by their high sensitivity and their large dynamic range which allow them to unveil signal detail not visible on a scope.

Typical examples are: the distortions of a sine wave, low amplitude modulation, measurements of AM, FM signals e.g. carrier frequency, modulation depth, modulation frequency, frequency displacement.

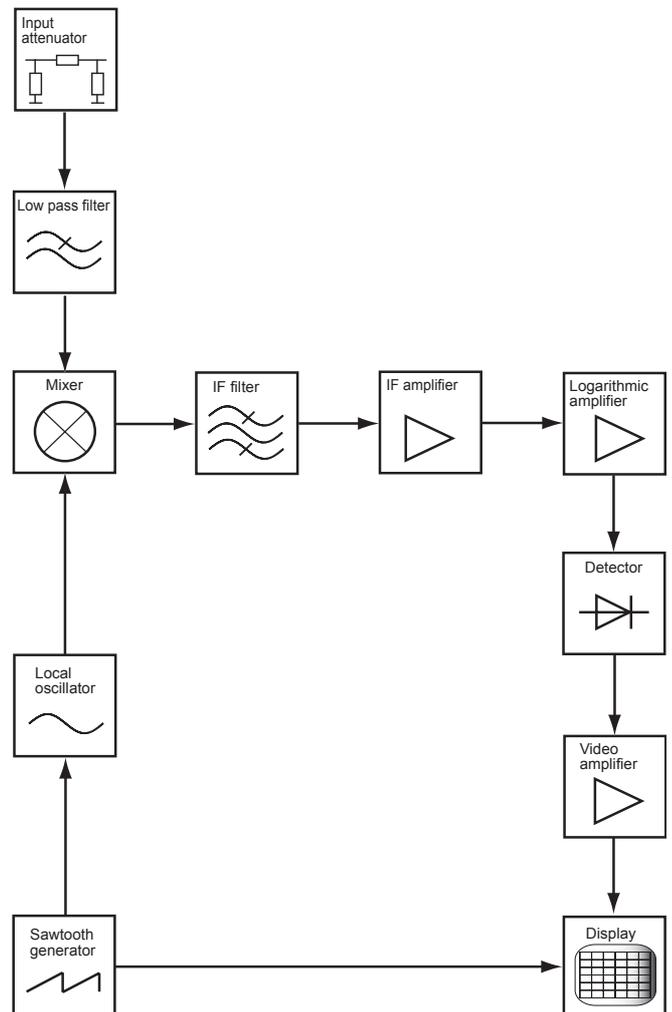
Spectrum analyzers which feature a so-called tracking generator allow measurements on two-ports, e.g. filters, amplifiers.

Real time spectrum analyzers

They consist of a bank of narrow tuned filters in parallel. Obviously, only as many frequencies can be detected as there are filters provided. Such analyzers are rare and expensive.

Superheterodyne spectrum analyzers

Nearly all modern spectrum analyzers use the super-heterodyne principle known from radio sets. In the simplest case a spectrum analyzer is nothing else but a radio receiver where the local oscillator does not stay tuned to one frequency (i.e. radio station), but where it is swept by a sawtooth over the whole frequency band to be observed. The output of the



IF amplifier is rectified and used to drive the vertical deflection plates of a scope, the sawtooth drives the horizontal plates. In fact simple spectrum analyzers indeed used radio tuners and a simple scope the sawtooth of which was used for X deflection and sweep.

One of the advantages of this system is the fact that the properties of the IF bandpass filter determine the quality and resolution of the instrument; filter parameters can be changed without any change to other parts of the instrument.

As in any superheterodyne receiver this equation holds:

$$f_{\text{input}}(t) = f_{\text{LO}}(t) \pm f_{\text{IF}}$$

$f_{\text{input}}(t)$ = Frequency input signal
 $f_{\text{LO}}(t)$ = Frequency local oscillator (LO)
 f_{IF} = Intermediate frequency

The hf input circuit consists of an input attenuator, a mixer, and a local oscillator.

Input filter

This filter is necessary in order to suppress signals close to the if and outside the desired frequency range, it also prevents the local oscillator signal from reaching the input.

Mixer, LO

The mixer mixes the input signal and that from the LO and generates the sum and difference which is then fed to the if stage. The mixer is a critical component as it determines mainly the sensitivity and the dynamic range.

At the mixer output the following signals are present (example):

1. $f_{\text{LO}} = 1369.3$ MHz which shall be above the input signal.
 For a desired input signal at 0 kHz the $f_{\text{LO}} = 1369.3$ MHz
 For a desired input signal at 150 kHz $f_{\text{LO}} = 1369.45$ MHz
 For a desired input signal of 1050 MHz $f_{\text{LO}} = 2419.3$ MHz
2. Input signal spectrum, attenuated and shaped by the input filter, here 150 kHz to 1050 MHz.
3. Sum of all product terms of the input frequencies and the LO. E.g.: for an input signal of 150 kHz $f_{\text{LO}} = 1369.45$ MHz, the sum will be 1369.60 MHz. for an input signal of 1050 MHz $f_{\text{LO}} = 2419.3$ MHz, the sum will be 3469.3 MHz.
4. Difference of all product terms of the input frequencies and the LO. E.g.: for an input signal of 150 MHz $f_{\text{LO}} = 1369.45$ MHz. The difference will be 1369.3 MHz. For an input signal of 1050 MHz $f_{\text{LO}} = 2419.3$ MHz the difference will be 1369.3 MHz.

Summing up:

As the center frequency of the IF filter is 1369.3 MHz only such mixing products will be passed which amount to 1369.3 MHz (plus minus $\frac{1}{2}$ bandwidth of the filter, of course). But also 0 Hz input will yield 1369.3 MHz and thus also pass, so there will be always a "0 Hz" spectral line in the display.



HINT This "0 Hz" signal is hence unavoidable and may disturb in the lower frequency range if a wide bandwidth (500 kHz) was chosen. Selecting the lower bandwidth (20 kHz) will diminish this problem.

Zero span operation

If the sweep is switched off the LO will stay at a frequency which is 1369,3 MHz above the input frequency, it functions like a radio and displays only this one frequency and such neighbouring frequencies which fall into the bandwidth of the if filter.

Sweep operation

In normal operation the sweep sawtooth sweeps the LO through the selected span range. If a span of e.g. 1000 MHz was chosen and the center frequency was 500 MHz, the display would start on the left hand side of the display at 0 Hz and sweep up to 1000 MHz at the right hand side. The center would correspond to 500 MHz.

As the response time of a filter depends on its bandwidth and shape the sweep must not be too fast, otherwise too low amplitudes and distorted spectral lines may result. If unsuitable combinations of span, resolution bandwidth are chosen and UNCAL will be displayed.