

# 4 Modernes Analyser-Konzept

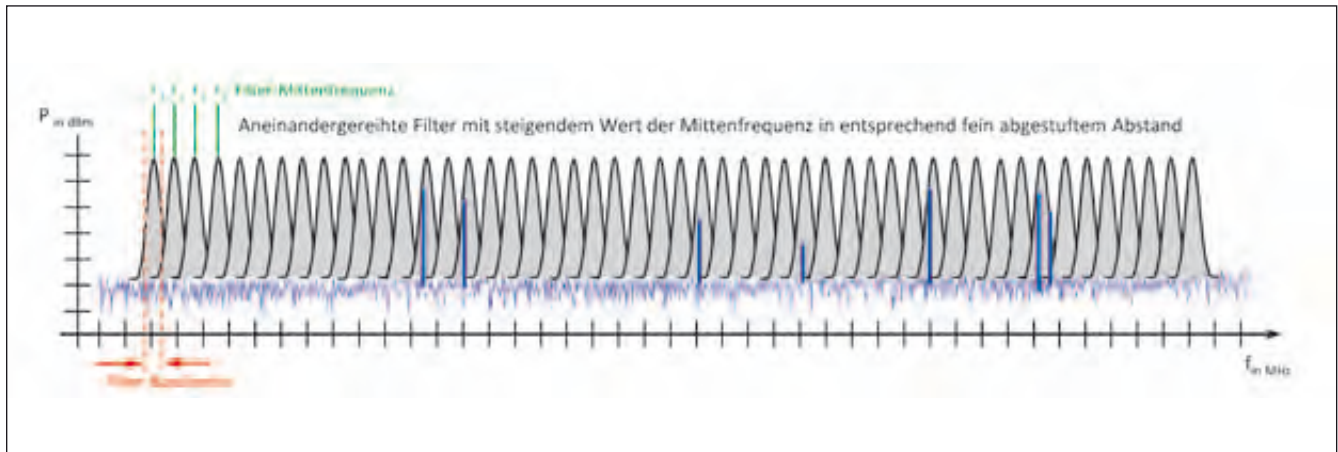


Bild 4.1 Gedankenspiel: Aufbau paralleler Filter mit fester Mittenfrequenz zur Auflösung des Spektrums

Das weit verbreitete Überlagerungs-Konzept beim Analyzer birgt bekanntlich einige Problemzonen, die in den vorangegangenen Kapiteln im Detail dargestellt wurden. Besonders die Reduzierung der Dynamik durch Seitenbandrauschen in den LO's sowie die Problematik der Einschwingzeiten der Auflösefilter und die dadurch längeren Sweepzeiten erscheinen hier an oberster Position der Wunschliste nach Verbesserungen.

Die in den letzten Jahren zunehmende Digitalisierung der Auflösefilter hat bereits den Komfort deutlich gesteigert. Per Software lassen sich optimale Filterkurven (Gaussfilter SF<sub>3:60</sub> bei optimalen 4.6) realisieren, durch immer höhere Rechengeschwindigkeiten konnten die Einschwingzeiten und damit die benötigte Sweepzeit gedrückt werden. Beobachtet man die Entwicklung der letzten Jahre, ist zu erkennen, dass die Digitalisierung, sich vom Display beginnend, gegenläufig zum Signalfluss in Richtung Frontend ausbreitet. Derzeit ist sie am Ausgang der 3.ZF-Stufe angelangt. Generell erscheint das Konzept eines verschiebbaren Filters bzw. die Verschiebung der zu untersuchenden Frequenzachse durch ein fest stehendes Filter recht problembehaftet zu sein, weil der Abstimm- bzw. Sweepvorgang aufgrund der physikalischen Gesetze (Einschwingzeiten) besonders bei kleinen Auflöseseitenbreiten mehr Zeit benötigt. Dem Filter muss für jede Veränderung, sprich zu jedem noch so geringen Abstimmschritt, die notwendige Zeit zum Einschwingen gewährt werden, andernfalls entstehen Messfehler.

Dieser Zeitbedarf könnte stark reduziert werden, wenn das Konzept der „seriellen“ Abtastung der Frequenzachse aufgegeben wird und auf eine „parallele“ Verarbeitung gewechselt würde. Dazu wäre jedoch eine beinahe unendliche Anzahl von Filtern in bestimmtem Raster mit aufsteigenden Mittenfrequenzen notwendig, Bild 4.1 zeigt ein solches Gedankenspiel.

Zunächst erscheint die Realisierung eines solchen Konzepts aufgrund des Aufwands utopisch. Das resultiert aus der eventuellen Vorstellung heraus, das Vorhaben als Hardware umsetzen zu müssen. Werden die Filter als Software ausgeführt, reduzieren sich die Bedenken auf die zur Verfügung stehende Rechenleistung. Diese hat sich in den letzten Jahren stark erhöht und wird zukünftig immer noch einem kontinuierlichen Steigerungsprozess unterliegen.

## Das FFT-Konzept in der Praxis

Bei der praktischen Umsetzung dieses Gedankenspiels hilft nun das von Fourier mathematisch beschriebene Naturgesetz, welches im Kapitel 1 angerissen wurde. Jedes Signal lässt sich sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich darstellen. Dabei kann jeweils vom einen in den anderen Bereich umgerechnet werden, man nennt diesen Vorgang Fourier-Transformation. Bild 4.2 veranschaulicht die Zusammenhänge für einen reinen Sinus.

Nun besagt das Naturgesetz, dass der Zeitbereich unendlich lange zu beobachten ist und dass die Auflösung der Amplitude des im Zeitbereich beobachteten Zeitverlaufs ebenfalls unendlich hoch sein muss, um bei der Umwandlung in den Frequenzbereich korrekte Werte zu erhalten. Diese Anforderung ist natürlich praktisch nicht zu erfüllen, wir können uns nur daran annähern und dabei auf einen Kompromiss mit möglichst geringen Unsicherheiten einlassen.

Folglich beinhaltet das moderne Analyserkonzept die Erfassung des Signals im Zeitbereich mit entsprechend feiner Auflösung und hoher Sample-Rate. Anschließend erfolgt in wiederum hoher Geschwindigkeit die Umrechnung in den Frequenzbereich.

Die praktische Umsetzung wird unmittelbar bestimmt durch die zum jeweiligen Zeitpunkt verfügbare Hardware in Form von ADC (Analog-Digital-Converter) und der

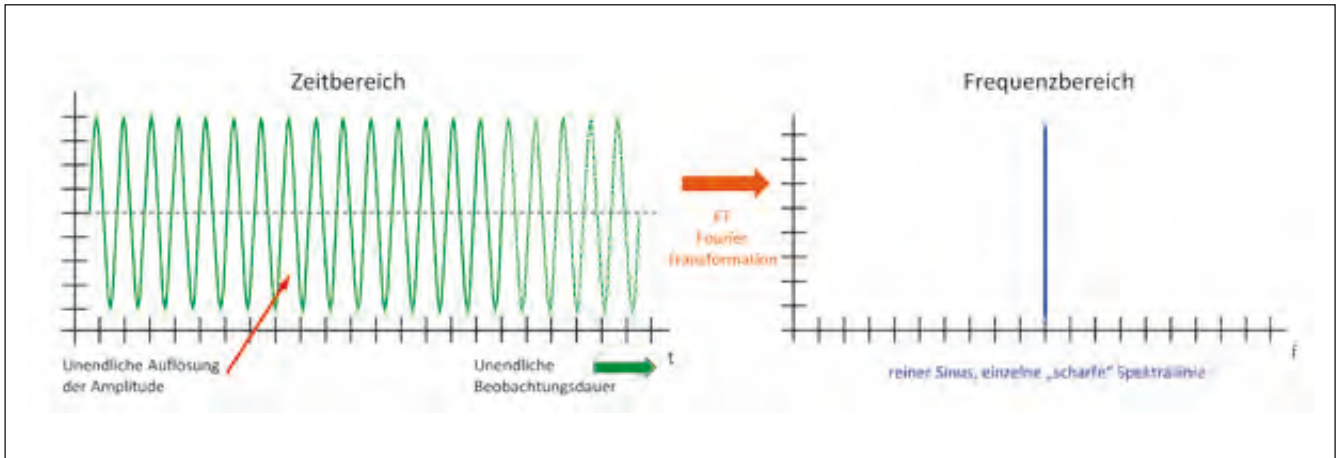


Bild 4.2 Fourier-Transformation eines reinen Sinus vom Zeitbereich in den Frequenzbereich

Rechenleistung der Prozessoren. Hier spielt nicht nur die zu einem bestimmten Zeitpunkt tatsächliche technische Machbarkeit von Auflösung und Geschwindigkeit eine Rolle, die Geräte müssen auch bezahlbar bleiben. Oft kommen speziell entwickelte Chips zum Einsatz, die nicht den Produktzyklen der allgemeinen Computerbranche folgen werden. Es zeichnet sich ab, dass in den nächsten Jahren die modernen Konzepte ihre Leistungsfähigkeit steigern werden, das ändert jedoch nichts am nun näher betrachteten grundsätzlichen Funktionsprinzip.

Am Beispiel eines periodischen Signals, z.B. einer reinen Sinusschwingung, lässt sich das Prinzip und seine Grenzen

aufzeigen, Bild 4.3. Betrachten wir den oberen Teil: das grün dargestellte Sinussignal wird durch den ADC abgetastet. Die Samplepunkte sind rot angelegt. Für das Abtasten gelten die bekannten Regeln, wie z.B. das Nyquist-Shannon-Theorem oder der Aliasing-Effekt, welche hier nicht weiter beschrieben werden.

Im dargestellten Beispiel wurden die Abtastpunkte so gewählt, dass sie jeweils auf das Amplitudenmaximum und die Nulldurchgänge fallen. Aus diesen Abtastwerten kann nun nach Fourier der Frequenzbereich gebildet werden. Da nicht unendlich viele Abtastwerte herangezogen werden können, wird die Umwandlung als DFT (diskrete

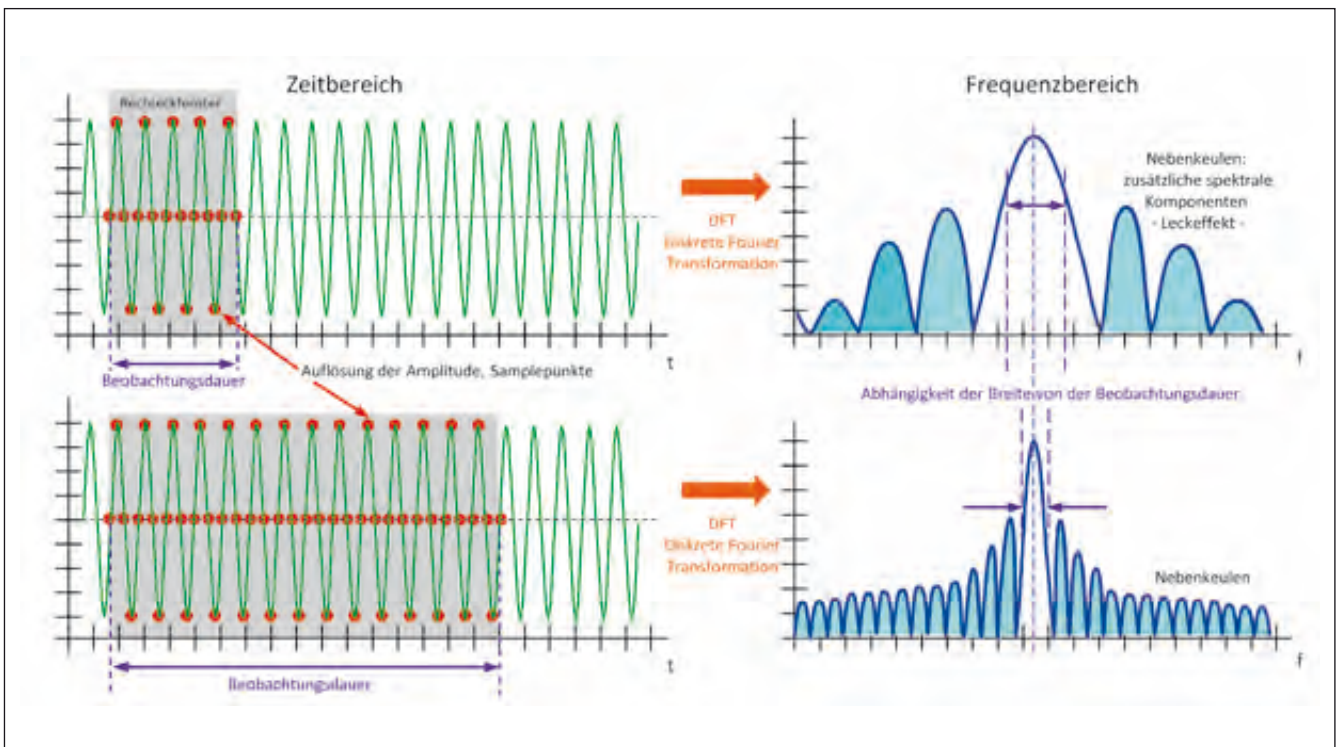


Bild 4.3 Einfluss der Beobachtungsdauer im Zeitbereich auf das Spektrum im Frequenzbereich

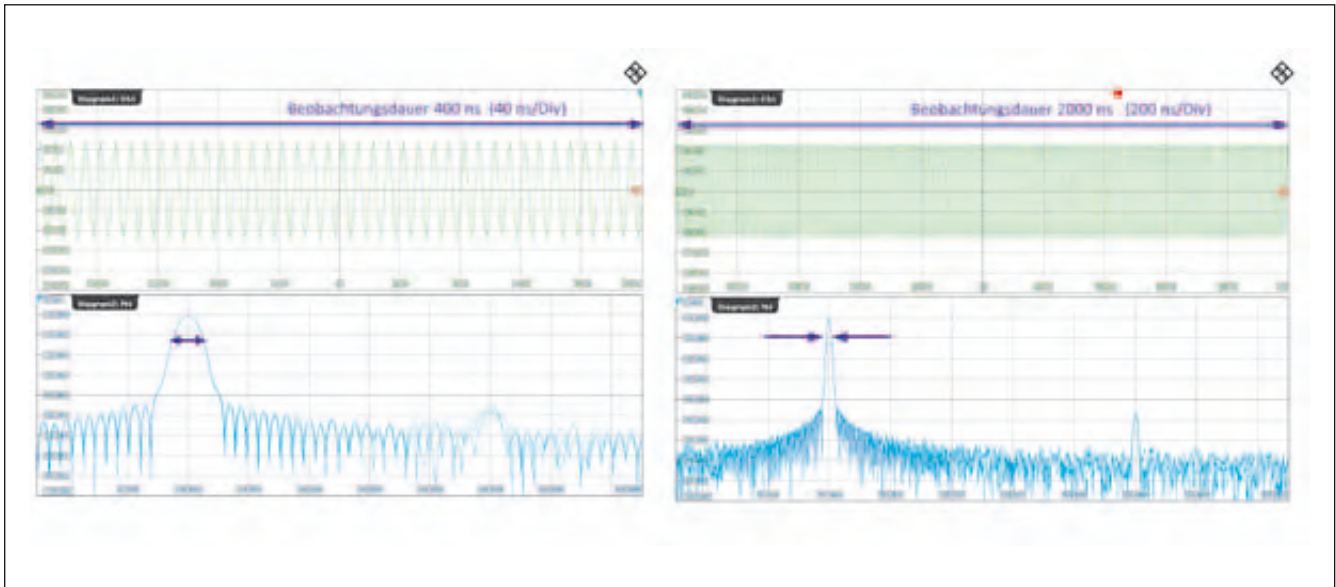


Bild 4.4 Praktische Messung - Steigerung der Beobachtungsdauer um Faktor 5

Fourier Transformation) bezeichnet. Für die Praxis wurde die DFT weiter optimiert, die Rechengänge „ausgedünnt“ und reduziert, womit die Rechengeschwindigkeit deutlich gesteigert werden konnte. Diese Variante wird FFT, Fast-Fourier-Transformation genannt.

Das Ergebnis der DFT ist im rechten Teil von Bild 4.3 (blauer Kurvenverlauf) zu sehen. Das dargestellte Frequenzspektrum weicht erheblich von den Erwartungen ab. Ein reiner Sinus muss theoretisch zu einer einzelnen schmalen Linie führen (Bild 4.2), stattdessen erhalten wir eine breite Hauptkeule und zusätzlich kräftige Nebenkeulen (hellblau ausgefüllt), die als weitere spektrale Komponenten in Erscheinung treten.

## Das Beobachtungsfenster - Fensterung

Für das Entstehen der Zusatzprodukte wird auch der Begriff „Leckeffekt“ verwendet. Betrachten wir die einzelnen Zusammenhänge: Die Beobachtungsdauer, im Zeitbereich als grau unterlegte Fläche dargestellt, beeinflusst direkt die Breite der Hauptkeule (und auch der Nebenkeulen) im Frequenzspektrum. Die Art der Beobachtung ist dabei mit dem „Blick“ durch ein Fenster auf den zeitlichen Signalverlauf vergleichbar. Man spricht auch von „Fensterung“. Das Fenster hat dabei eine gewisse Kontur, im konkreten Fall die eines Rechtecks. Es wird mit dem Start bzw. Stop der Beobachtung sofort der gesamte Amplitudenbereich sichtbar bzw. wieder ausgeblendet. Auf den Einfluss der Fensterform wird in einem folgenden Abschnitt noch näher eingegangen.

Im unteren Teil von Bild 4.3 wurde die Beobachtungsdauer ausgedehnt, die Folge ist, dass die Haupt- und Nebenkeulen schmaler werden. Das entspricht dem Effekt ähnlich einer Reduzierung der Auflösebandbreite beim

klassischen Überlagerungskonzept. Bild 4.4 zeigt dazu ein konkretes Praxisbeispiel, das anhand eines Oszilloskops mit FFT-Funktionalität erstellt wurde.

Der linke Plot entstand mit einer Beobachtungsdauer von 400 ns, die damit erzielte Breite der Hauptkeule ist im unteren Diagramm (blau) gekennzeichnet. Steigert man die Beobachtungsdauer um den Zeitfaktor fünf, erfolgt eine wesentlich feiner aufgelöste Darstellung des Frequenzbereichs, was der rechte Plot zeigt. Beim Betrachten des Zeitbereichs (grün) könnte der Eindruck entstehen, dass die Frequenz des Signales erhöht wurde. Das ist nicht der Fall. Verändert wurde lediglich die Skalierung bzw. Auflösung der Zeitachse von 40 ns/Div auf 200 ns/Div. Dadurch erscheinen im rechten Zeitbereich wesentlich mehr Sinuswellen auf der gleichen Darstellungsbreite.

In Bild 4.3 wurden außerdem die Verhältnisse so konstruiert, dass Start und Stop der Beobachtungszeit mit den Nulldurchgängen des Signals zusammenfallen. Die Beobachtungsdauer beträgt ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Signals. Das sind optimale Bedingungen für die Abbildung des Signals im Frequenzbereich durch die Fourier-Transformation. Die direkt abgetasteten Nulldurchgänge im Zeitbereich definieren die Ausprägung der Nullstellen im Frequenzspektrum. Diese optimalen Bedingungen werden sich in der Realität, besonders bei Signalmischungen, kaum einstellen. Bild 4.5 zeigt die Auswirkungen auf das dargestellte Frequenzspektrum, wenn die Periodendauer des Signals und die Beobachtungsdauer nicht mehr das Raster des ganzzahligen Vielfachen erfüllen.

Die rot markierten Samplepunkte liegen im Amplitudenverlauf auf Zwischenwerten, der Start bzw. Stop findet nicht in Nulldurchgängen statt. Der im Frequenzbereich hellblaue Kurvenzug deutet das Optimum aus Bild 4.4 an, tatsächlich könnte in etwa der Verlauf entstehen, wie



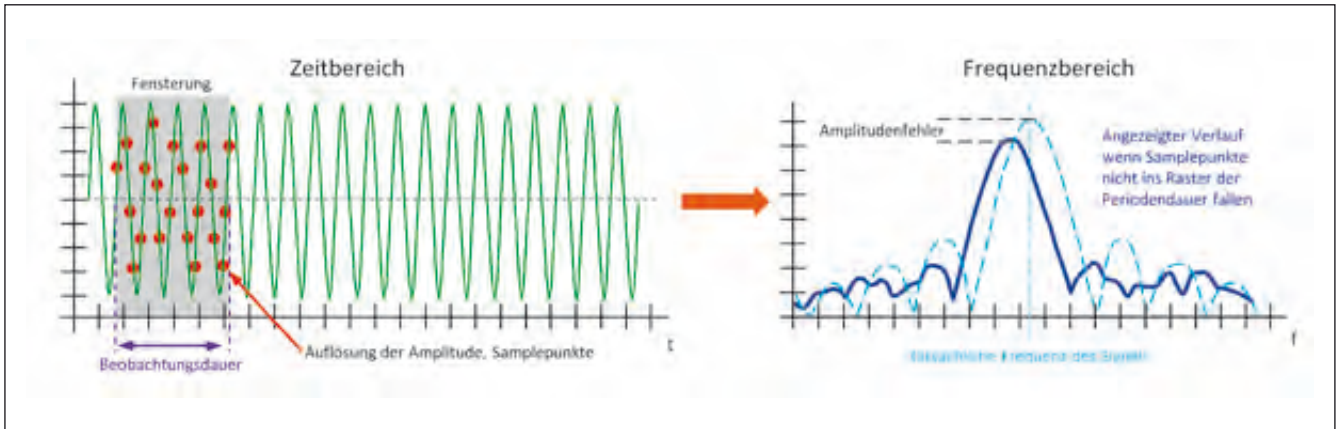


Bild 4.5 Nicht im Raster der Periodendauer liegendes Sampling und dessen Auswirkung im Spektrum

er dunkelblau wiedergegeben ist. Das Spektrum erscheint „verschmiert“, das Amplitudenmaximum der Hauptkeule fällt nicht mehr auf die tatsächliche Frequenz, es liegt zwischen zwei Auswertefrequenzen der DFT bzw. FFT. Zusätzlich tritt ein Amplitudenfehler auf.

Die bis hier gezeigten Beispiele basieren auf einem periodischen, reinen Sinussignal im Zeitbereich. Auch das wird man in der Praxis eher selten vorfinden. Schon häufiger wird der Fall von nichtperiodischen oder sogar gepulsten Signalen anzutreffen sein. Diese Signale können eigentlich von einer FFT nicht berechnet werden. Der Ablauf des Re-

chenvorgangs setzt auf „beständige“ Daten. Bild 4.6 zeigt die Problematik, mit welcher das FFT-Konzept durch nicht kontinuierliche Signalzustände konfrontiert wird.

Unterstellen wir ein gepulstes Signal, wie im Bild (grün) dargestellt. Die Beobachtungsdauer läuft für eine fest definierte Zeit, in welcher das Signal „durch das Fenster“ betrachtet wird. Nach Ablauf dieser definierten Zeit erfolgt unmittelbar der Start einer erneuten Beobachtung, was im oberen Teil durch grau unterlegte Rechtecke mit der Nummerierung 1-3 angedeutet ist. Die für den Frequenzbereich entstandenen Ergebnisse der FFT-Berechnung zu

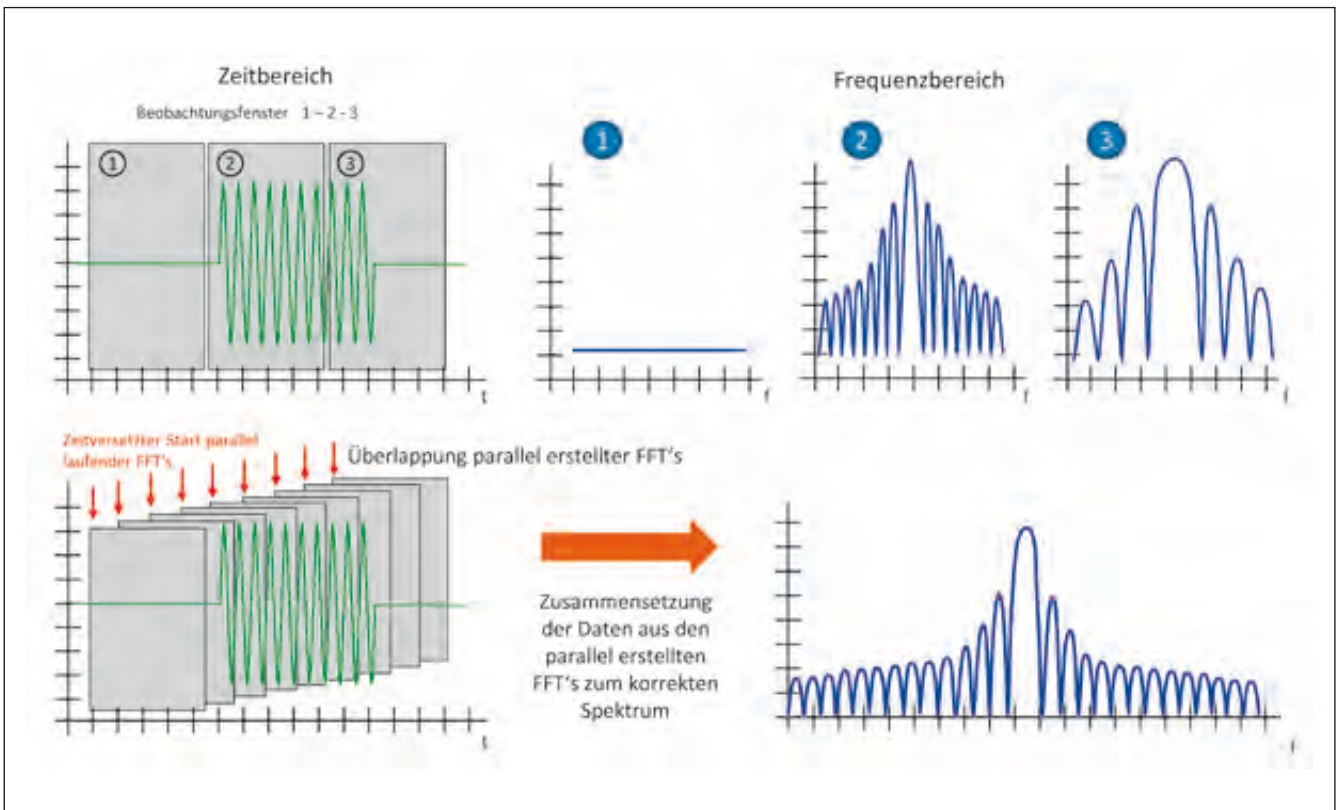


Bild 4.6 Verarbeitung nichtperiodischer und gepulster Signale

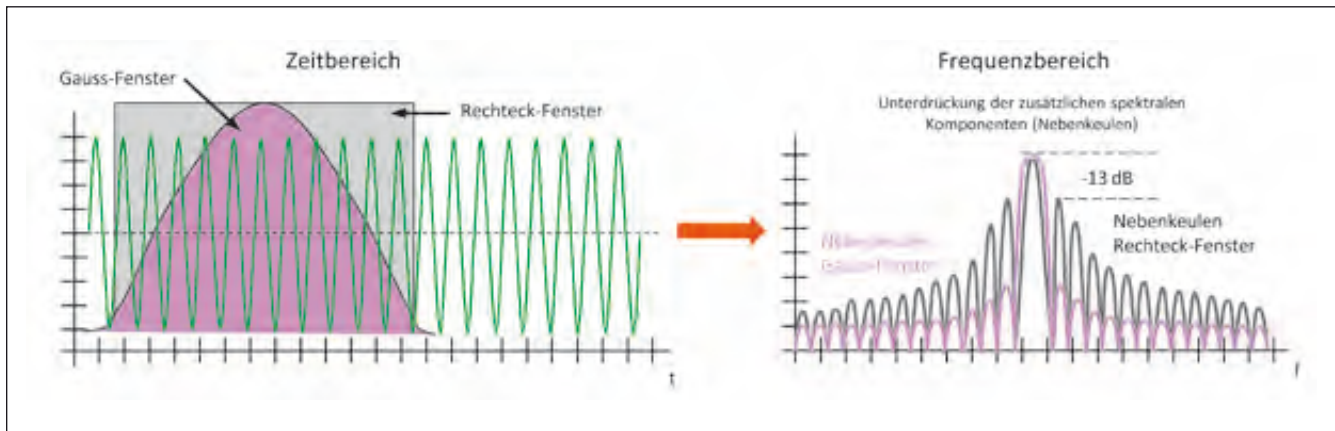


Bild 4.7 Auswirkung der Fensterform auf das Frequenzspektrum

den einzelnen Beobachtungsabläufen sind als blaue Amplitudenspektren dargestellt. Das erste Fenster detektiert kein Signal, die Berechnung führt somit auch zu keinem Spektrum. Das zweite Fenster erfasst ein Signal fast über die gesamte Zeit der Beobachtung. Die FFT berechnet für diese Zeit ein entsprechendes Spektrum. Das dritte Fenster detektiert zu Beginn der Beobachtung ein Signal, das aber nach kurzer Zeit verschwindet. Das für diesen Abschnitt berechnete Frequenzspektrum differiert zum vorigen. Diese Werte führen so zu keinem vernünftigen Ergebnis.

Abhilfe schafft die Methode der Überlappung, in Bild 4.6 im unteren Teil dargestellt. Das Signal wird hier parallel von mehreren FFT's gleichzeitig beobachtet. Dabei wird in kurzen Abständen jeweils ein weiterer Beobachtungsablauf gestartet, anschließend müssen die überlappten Daten zu einem Gesamtergebnis verrechnet werden. Die Überlappung und die damit verbundenen parallel ablaufenden FFT's erfordern eine erhöhte Rechenleistung, was für moderne Prozessoren kaum ein Problem darstellt. Der Grad der Überlappung liegt heute in Bereichen von 75% - 90%, womit die Erfassung von gepulsten und nichtperiodischen Signalen auch im Bereich der EMV sichergestellt werden kann.

## Die Fensterform

Den vorangegangenen Beispielen lag überwiegend eine rechteckige Kontur des Beobachtungsfensters zu Grunde. Direkt mit dem Start bzw. Stop wurde sofort der maximale Amplitudenwert ausgewertet. Betrachtet man das Frequenzspektrum, so fallen die doch recht hohen Nebenkeulen bzw. zusätzlichen spektralen Komponenten rechts und links von der Hauptkeule auf. Tatsächlich wird die Größe dieser Nebenkeulen von der Kontur des Beobachtungsfensters direkt beeinflusst. Und nicht nur das, auch die Form der Haupt- und der Nebenkeulen resultiert aus der Form des Beobachtungsfensters. Welche Fensterform stellt nun das Optimum dar? Sie werden es schon ahnen: Das ist vom Anwendungsfall abhängig, und für die Aus-

wahl wird es immer nur einen Kompromiss geben.

Vergleichen wir die Auswirkungen zweier völlig unterschiedlicher Fensterformen auf den Kurvenverlauf im Frequenzbereich, Bild 4.7. Das bekannte Rechteckfenster (grau) führt zu einem Frequenzspektrum mit sehr hohen Nebenkeulen, deren Größe sich sogar mathematisch genau vorhersagen lässt, die erste Nebenkeule liegt 13 dB unter der Hauptkeule. Das erweist sich als recht störend, denn selbst ein „reiner“ Sinus führt zu diesem Ergebnis, womit z.B. eine Untersuchung des Signals auf Seitenbandrauschen nicht aussagekräftig sein wird. Die Form der Haupt- und Nebenkeulen nimmt bei Rechteckfensterung einen Verlauf nach der  $\sin(x)/x$  Funktion an, das besagen die Regeln der Fourier-Transformation.

Die Filterform der Auflösfilter des klassischen Spektrumanalysators entspricht der Gauss-Funktion, also liegt es doch nahe, diese Filterform für die Fensterung heranzuziehen. In Bild 4.7 ist der zugehörige Kurvenverlauf im Zeit- als auch Frequenzbereich rosa dargestellt. Deutlich zu erkennen, die zusätzlichen spektralen Komponenten sind bei dieser Fensterform wesentlich geringer als beim Rechteckfenster. Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die „Gaußfensterung“: Die Mathematik der Fourier-Transformation sagt, dass bei Anwendung der Gauss-Funktion im Zeitbereich das Ergebnis, und damit die Form der Haupt- und Nebenkeulen, ebenfalls die Form einer Gauss-Funktion aufweisen. Diese Filterform wird der klassischen Spektrumanalyse durchaus gerecht. Sie stellt einen guten Kompromiss dar und wird daher oft als Standardeinstellung für die Fensterform herangezogen. Naturgemäß existiert die Anforderung weitere Verbesserungen einzubringen. Es gibt viele mathematisch optimierte Kurvenformen bzw. Funktionen, die zur Fensterung mit der FFT kombiniert werden können. Diese sind, wie auch die Gauss-Funktion, in der Regel nach den Herren benannt, die sich mit ihnen auseinandergesetzt haben.

Das sind z.B. Kaiser-Bessel, Hamming, Blackmann-Harris, Hann, um nur wenige zu benennen. Diese Namen erscheinen meist in einem Auswahlmü der Software wie-



Bild 4.8 Fensterformen – Eigenschaften und ihre Anwendung

der, und man hat nun die Qual der Wahl. Legt man die verschiedenen Fensterkurven im Zeitbereich übereinander, so erscheinen die Verläufe im Gegensatz zur Rechteck- und Gauss-Form nur wenig unterschiedlich. Dagegen führen scheinbar geringe Unterschiede in der Kurvenform zu gravierenden Auswirkungen im Frequenzbereich.

Bild 4.8 zeigt eine praktische Messung, der „reine“ Sinus aus einem Laborgenerator (100 MHz) wurde mit einem Oszilloskop und dessen FFT-Funktionalität aufgenommen. Links oben der Zeitbereich (grün) und nachfolgend der Frequenzbereich (blau) unter verschiedenen Einstellungen der Fensterung. Die Smileys illustrieren die jeweiligen Stärken und Schwächen in Bezug auf Amplituden- und Frequenzauflösung. Ergänzend wurde in kursiver Schrift der jeweilige Schwerpunkt zur Anwendung der Fensterung angefügt.

Das Gauss-Fenster, hellgrüne Bewertung, liefert sowohl für die Amplitude, als auch die Frequenz, gute Ergebnisse. Im Rechteckfenster verschwindet die 2. Harmonische (200 MHz) fast in den Nebenkeulen. Für die Messpraxis sind hier eigene Experimente empfohlen.

Die „abgerundete“ Fensterform birgt bei Impulsspektren noch einen weiteren störenden Effekt. Er ist nicht ursäch-

lich auf das FFT-Konzept beschränkt, sondern tritt auch beim klassischen Analyzer in Erscheinung, besonders dann, wenn über die eingestellte Frequenzspanne nicht kontinuierlich gescannt, sondern ein schrittweiser Scan verwendet wird, was in der EMV-Messtechnik standardmäßig zur Anwendung kommt.

Unterstellen wir ein mit Frequenzen dicht belegtes Spektrum, wie im Bild 4.9 durch die senkrechten blauen Linien dargestellt. Mit den Linien ist in diesem Fall jedoch nicht der Lattenzaun gemeint, obwohl der Begriff auch gerne für das Erscheinungsbild eines solchen (Stör)spektrums verwendet wird. Im Bild 4.9 wurden oben links die jeweiligen Scan- bzw. Abstimmpositionen des Auflösefilters (rosa) hinter die Spektrallinien gelegt. Das gleiche Bild ist genauso auf die Fensterung übertragbar. Es zeichnet sich deutlich ab, dass einige Spektrallinien auf der Flanke des Filters bzw. Fensters liegen und deshalb in ihrer Amplitude nicht korrekt erfasst werden. Es entsteht ein Amplitudenfehler, der sich aufgrund des dichten Spektrums wie im oberen rechten Teil dargestellt, abbildet. Der Verlauf der gerundeten Spitzen erinnert an einen Lattenzaun, man spricht deshalb vom Lattenzauneffekt (picket fence effect). Die FFT bietet eine Lösung zur starken Minimierung des Lattenzaun-



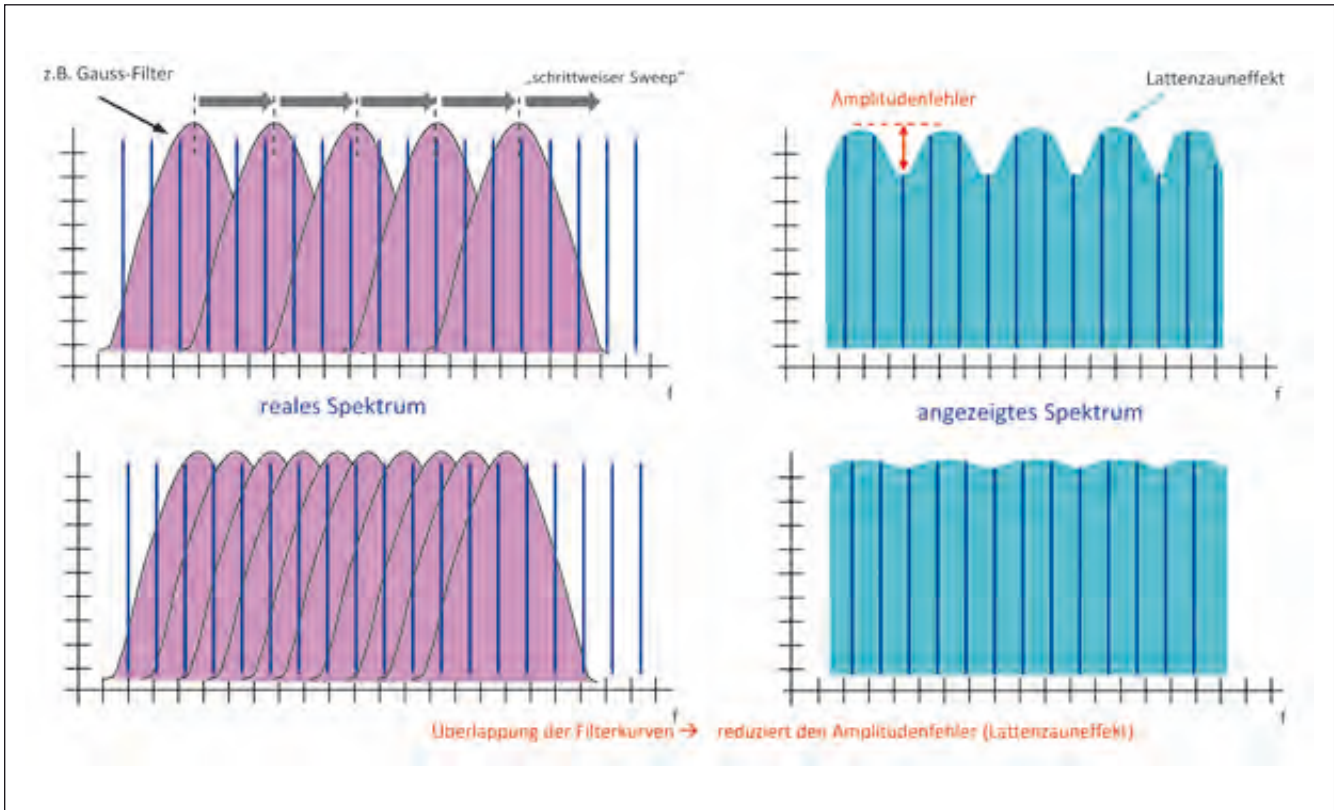


Bild 4.9 Mit schrittweisem Sweep entstehen Amplitudenfehler – der Lattenzauneffekt

neffekts, die bereits vorgestellte Überlappung. Im unteren Teil von Bild 4.9 lässt sich die Wirkung der Überlappung nachvollziehen. Je höher der Grad der Überlappung, umso geringer fällt der Amplitudenfehler aus.

## Die Umsetzung zum Gesamtkonzept

Fassen wir die einzelnen Rahmenbedingungen, die für einen auf FFT basierenden Spektrumanalyzer relevant sind, zusammen. Der Zeitbereich muss in seiner Amplitude erfasst, d.h. abgetastet werden. Theoretisch erfolgt das in unendlich kleiner Auflösung, was natürlich in der Praxis nicht möglich ist. Der ADC bewerkstelligt das in entsprechend feiner Stufung, z.B. mit 16 Bit Auflösung. Die Abtastrate (Geschwindigkeit) muss dabei größer sein (mind. Faktor 2 - Nyquist-Shannon-Theorem) als die zur Auswertung gewünschte höchste Frequenz. Das so gewonnene diskrete „Zeitsignal“ wird einer FFT unterzogen. Dazu wird es idealerweise unendlich lange beobachtet (Fensterung). In der Praxis ist das Fenster endlich lange, seine Dauer beeinflusst das Ergebnis der FFT in Form der Breite der „Keulen“ im Frequenzspektrum. Letztlich gilt es noch der Fensterform Beachtung zu schenken, sie beeinflusst das Entstehen von zusätzlichen unerwünschten spektralen Komponenten in der Darstellung des Spektrums.

Diese Zusammenhänge sind im Bild 4.10 grafisch aufbereitet dargestellt. Im oberen Bereich ist ein reales Fre-

quenzspektrum (blau) beliebiger Ausdehnung zu sehen, im Beispiel überdeckt es den Bereich von 460 - 680 MHz.

Aus diesem willkürlich gewählten Frequenzband, das 220 MHz überdeckt, wird ein 40 MHz breiter Ausschnitt herangezogen, er ist mit FFT-Breite bezeichnet. 40 MHz ist derzeit ein gängiger Wert, bei welchem unter vernünftigen technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten Messgerätetechnik auf den Markt gelangt. Diese Grenze wird sich in den nächsten Jahren mehr und mehr nach oben verschieben, schon jetzt zeichnen sich Konzepte ab, welche 100 MHz überschreiten. Für „High-End-Geräte“ werden bereits Breiten von 160 MHz realisiert. Das „Herausschneiden“ des 40 MHz breiten Bereichs aus dem Gesamtspektrum erfolgt klassisch durch das Überlagerungskonzept, was in einem noch folgenden Abschnitt erläutert wird. Hinter der grau dargestellten Filterkurve verbirgt sich nämlich die ZF-Bandbreite der letzten ZF-Stufe.

Die Amplitude des so gewonnenen Ausschnitts wird nun quasi im Zeitbereich mit einem sehr schnellen ADC (grün) abgetastet, wir erhalten ein fortlaufendes diskretes Zeitsignal, in der Bildmitte als grüner Kurvenverlauf dargestellt. Man könnte sich den Ablauf auch als sehr schnelles aufeinanderfolgendes Fotografieren (Momentaufnahme) der Amplituden vorstellen. Anschließend werden die erstellten Momentaufnahmen entlang der Zeitachse aufgereiht. Dieses Zeitsignal wird der FFT zugeführt, die dabei eingesetzte Fensterung (Beobachtung über entsprechende

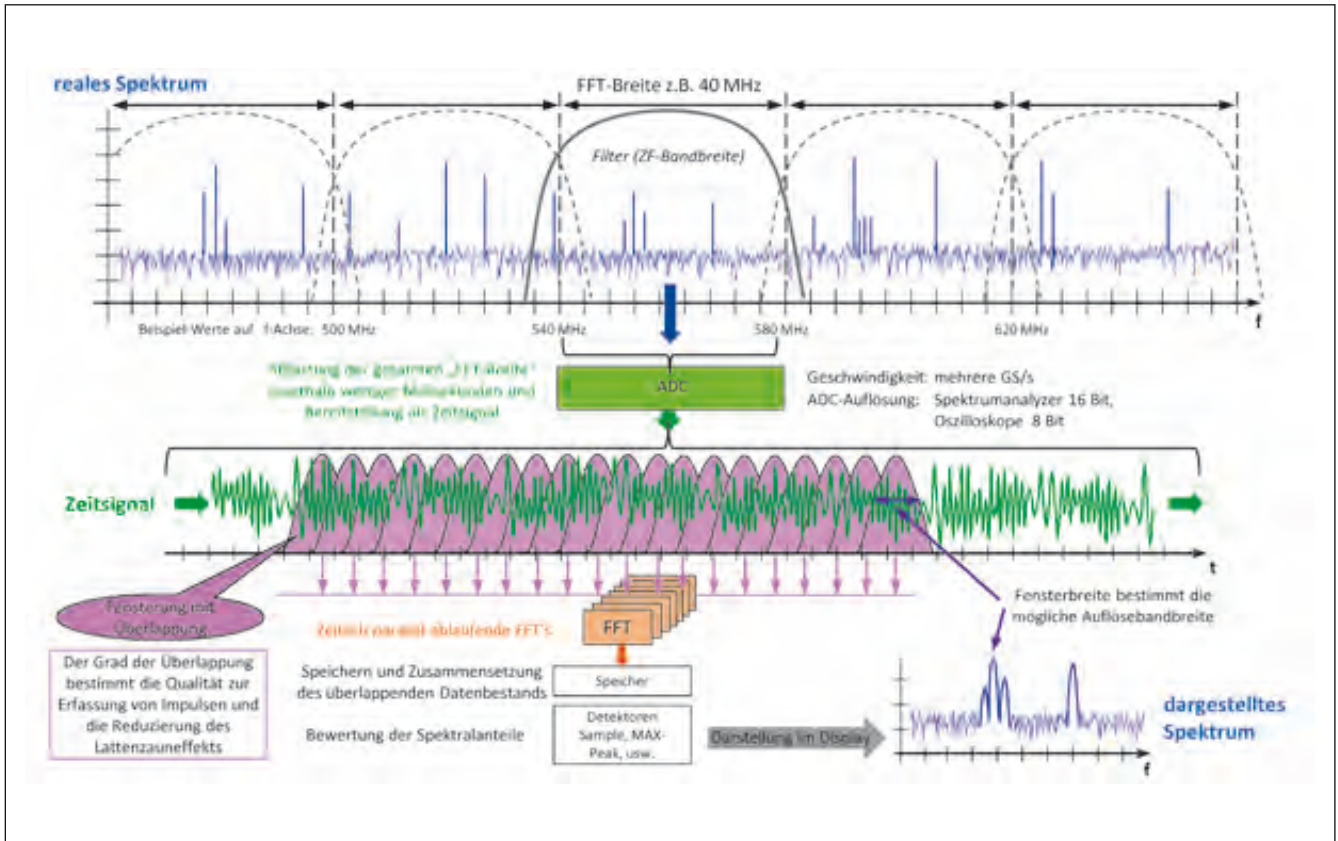


Bild 4.10 Gesamtdarstellung des FFT-Konzeptes

Zeitdauer) erfolgt im Beispiel gaußförmig, was durch rosa eingefärbte Fensterkurven dargestellt wurde. Die Fensterung erfolgt natürlich mit entsprechender Überlappung. Jedes überlappte Fenster wird einer separat auszuführenden FFT zugeführt, womit ständig „mehrere“ Rechenoperationen parallel ablaufen. Leistungsfähige Geräte bewerkstelligen hier mehrere Hunderttausend FFT's pro Sekunde. Nach dem Zusammenführen der Daten aus den „unzähligen“ FFT's erfolgt deren Weiterverarbeitung z.B. Festlegung der Auflösungfilter, Videofilter und deren Bewertung anhand der üblichen bekannten Detektor-Funktionen.

Das Ergebnis wird am Display ausgegeben, wie im Bild 4.10 rechts unten dargestellt, sind die Amplituden im Kurvenverlauf entsprechend dem Ausschnitt aus dem „realen“ Spektrum wieder zu erkennen.

Die technisch machbare FFT-Breite definiert quasi die direkt zu verarbeitende Frequenzspanne. Dabei gehört die Abtastrate des ADC und dessen Auflösung zu einem entscheidenden Kriterium. Die momentan beherrschbare FFT-Breite liegt, wie bereits angedeutet, bei ca. 40 MHz mit steigender Tendenz. Die heutige Grenze ermöglicht es, das gesamte Frequenzband von Langwelle bis zur Kurzwelle (30 MHz) direkt in einem Schritt zu digitalisieren. Für Messungen im EMV-Bereich wird dies auch bereits angewendet. Die Verarbeitung des Frequenzbandes A und B nach CISPR kann im Analyzer bzw. Messempfänger di-

rekt ohne Frequenzumsetzung erfolgen. Der Geschwindigkeitsvorteil der FFT-Verarbeitung gegenüber einem System mit Frequenzumsetzung (Überlagerungskonzept), bei welchem die Einschwingzeit des Auflösungsfilters die bestimmende Größe darstellt, ist enorm. Die Hersteller unterstreichen den Zeitvorteil durch Gegenüberstellung der Scanzeiten, z.B. ist für einen Durchlauf im CISPR-Band B (150 kHz bis 30 MHz) in der herkömmlichen Methode eine Zeitdauer von 1326 Sekunden notwendig, während eine FFT nur noch eine Zeit von 2 Sekunden für den gleichen Scanbereich benötigt. Sicherlich wird man noch auf weitere Zahlenwerte stoßen, die einen noch höheren Geschwindigkeitsvorteil ausweisen. Letztendlich führen sie jedoch alle zum Schluss, dass die Geschwindigkeitszunahme durch ein auf FFT basierendem System als bahnbrechend anzusehen ist.

Nun ist aber nicht nur die Zeitersparnis, die im Bereich der EMV-Messtechnik sicherlich wünschenswert ist, das durchschlagende Kriterium. Die schnelle Digitalisierung und die Überlappung der Fensterung ermöglicht die Erfassung des Zeitbereichs und damit auch des Frequenzspektrums quasi in Echtzeit. Während seither die Signalerfassung quasi durch einen mehr oder wenigen schnellen Durchlauf (Sweep oder Scan) eines Filters abgelaufen ist, erfolgt bei der FFT eine fast kontinuierliche parallele Erfassung, womit kaum eine zeitliche Lücke übrig bleibt. D.h.



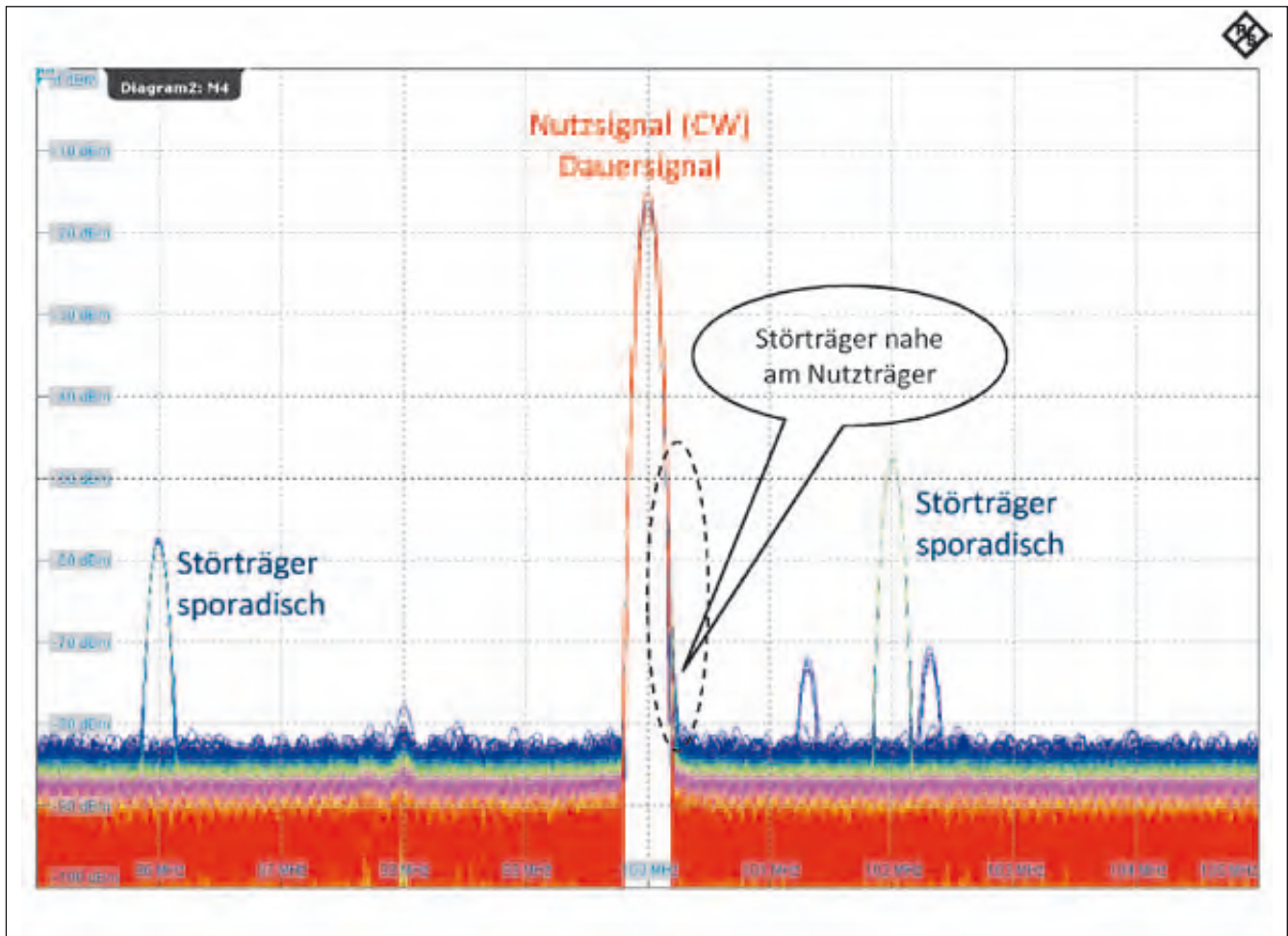


Bild 4.11 FFT macht es möglich: Darstellung der Häufigkeitsverteilung im Persistence-Modus

die Blindzeit, zu welcher das Filter in seinem Sweepvorgang gerade nicht auf der Frequenz steht und auf der plötzlich ein sporadischer Störträger erscheint und deshalb nicht erfasst werden kann, geht gegen Null. Dieses Konzept kann als „echtzeitfähig“ eingestuft werden. Allerdings nur über eine Frequenzbereichspanne, die dem FFT-Bereich entspricht.

Die Tatsache, dass die Daten kaum mehr zeitliche Lücken aufweisen und komplett im Speicher abgelegt vorliegen, ermöglicht es, komfortable Auswertungen anzuwenden. Besonders zur Detektion sporadischer Störungen bietet sich hiermit eine leistungsfähige Funktion an, der Persistence-Mode (Nachleucht-Modus). Der kurzzeitig aufgetretene Störpegel ist im Speicher vorhanden, zusätzlich ist auch sein Zeitpunkt, in welcher Form auch immer, bekannt. Der Störträger kann nun auf dem Display ausgegeben und durch die Nachleuchtfunktion auch für eine gewisse Zeit (einstellbar) festgehalten werden. Eine Erweiterung dieser Funktionalität besteht darin, dass zunächst ein unendliches Nachleuchten eingestellt wird und weiterführend die Einfärbung im Zusammenhang mit der Häufigkeit seines Auftretens gewählt werden kann. Die Farbgebung kann dabei an den Verlauf einer Temperaturskala

orientiert sein, ständiges Signal entspricht hoher Temperatur (rot), bis zu einmalig aufgetretenem Ereignis entspricht niedriger Temperatur (blau). In Bild 4.11 wurde ein Spektrum mit Persistence-Mode aufgenommen.

Der Rauschteppich und das Nutzsignal (CW-Signal mit 100 MHz) werden in roter Farbe dargestellt, diese Signale stehen über die Zeit gesehen ständig an. Die blauen Amplitudenspitzen wurden nur kurzzeitig eingeschaltet (Wischer). Interessant: Betrachtet man die rechte Seite der Flanke am Nutzsignal, so wird man dicht anliegend eine blaue Linie erkennen. Dieses kurz getastete „Störsignal“ liegt in seiner Frequenz nur wenige kHz neben der Nutzfrequenz. Dies illustriert die Möglichkeiten des Persistence-Modes.

Bis man technisch und wirtschaftlich in der Lage ist, für die Anforderungen einer professionellen Messtechnik einen zweistelligen GHz-Bereich direkt zu digitalisieren, werden noch einige Jahre ins Land ziehen.

Ausgedehnte Frequenzspannen, die bis in hohe Frequenzbereiche reichen, können durch Kombination des herkömmlichen Überlagerungsprinzips mit dem FFT-Konzept realisiert werden. Bild 4.12 zeigt eine mögliche Variante: die FFT setzt auf der letzten ZF des Schaltungszuges auf. Ab-

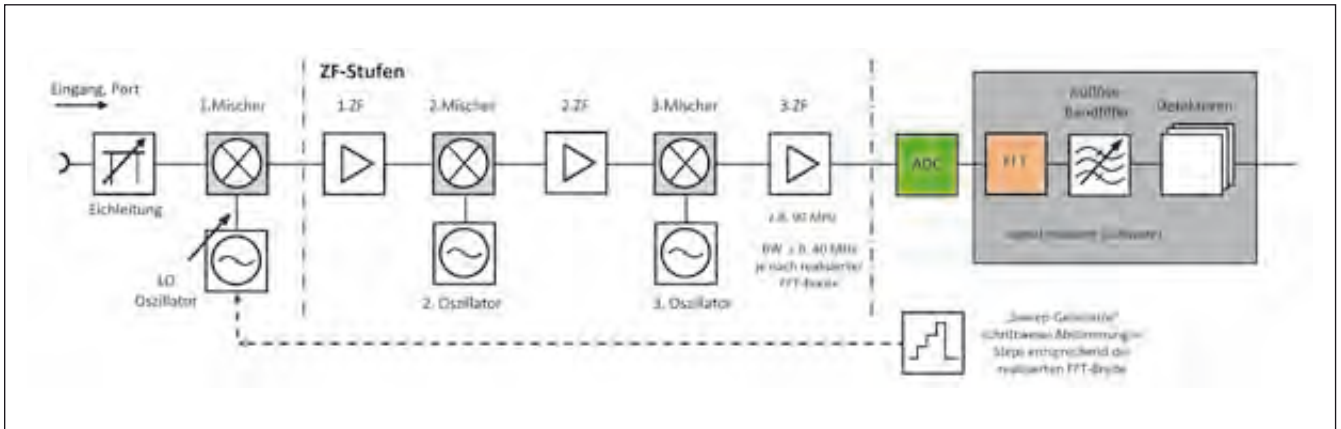


Bild 4.12 Anwendung der FFT bei höheren Frequenzspannen

weichend zum herkömmlichen Konzept wird nun der LO nicht kontinuierlich in seiner Frequenz verstellt (Sweep), sondern in Schritten, deren Frequenzsprung der FFT-Breite entsprechen, eingestellt. Im Bild 4.12 wurde dies im Sweep-Generator-Symbol durch den treppenförmigen Kurvenverlauf angedeutet. Damit erhält die FFT das zu messende Frequenzspektrum in einzelnen Frequenzabschnitten, wie im oberen Teil von Bild 4.10 dargestellt, zugeführt. Mit dieser Betriebsweise entfernt man sich von der Echtzeitfähigkeit. Für das schrittweise Abarbeiten der Frequenzblöcke wird Zeit benötigt, womit wieder Blindzeit auftritt, die mit höher eingestellter Frequenzspanne zunimmt. Trotzdem ergibt sich gegenüber der herkömmlichen Methode, in welcher der gesamte Bereich mit einem Filterdurchlauf abgedeckt werden muss, immer noch ein erheblicher Geschwindigkeitsvorteil. Das Abarbeiten der Frequenzblöcke benötigt weniger Zeit als ein kontinuierlicher Sweep. Außerdem stellt sich die Frage, inwieweit es sinnvoll erscheint und wie häufig es vorkommt, überhaupt einen sehr breiten Frequenzspan einstellen zu müssen, um dabei in Echtzeit zu beobachten. Bleibt man mit der eingestellten Frequenzspanne innerhalb der FFT-Bandbreite, steht der LO auf einer festen Frequenzstufe, womit die Vorteile der FFT-Funktionen voll ausgenutzt werden können. Angaben zur maximalen Frequenzspanne, die den Echtzeitmodus unterstützt, findet man in den Gerätedatenblättern, und dort unter Bezeichnungen wie z.B. „Real-Time-Modus Span“.

## Moderne Oszilloskope mit FFT

In modernen Oszilloskopen ist immer häufiger eine FFT-Funktionalität anzutreffen, mit welcher die Signale nicht nur im Zeitbereich angesehen werden können, sondern meistens in einem weiteren Fenster gleichzeitig im Frequenzbereich dargestellt werden. Nun stellt sich die Frage, ist die Anschaffung eines Spektrumanalyzers überhaupt noch notwendig, wenn diese Funktion dort bereits implementiert ist? Dem aufmerksamen Leser wird eventuell aufgefallen sein, dass die Plots in diesem Kapitel tatsächlich

nicht von einem Spektrumanalyzer stammen, sondern von einem Oszilloskop mit FFT-Funktion, denn sonst wären die Gegenüberstellungen zum Zeitbereich (grüner Kurvenverlauf in den Plots) nicht möglich gewesen.

Die Frage zur Anschaffung ist von der Aufgabenstellung abhängig und kann nur der Anwender für sich selbst entscheiden. Hierzu einige Hintergrundinformationen.

Das Oszilloskop ist ein auf hohe Bandbreite ausgerichtetes Instrument, die Qualität des Eingangsverstärkers definiert sich traditionell über die 3-dB-Bandbreite. War man in den 1980er-Jahren über ein Oszilloskop mit 100-MHz-Bandbreite noch stolz, entspricht dies heute dem Standard der Lowcost-Klasse.

Für das Ausmessen von Taktsignalen, deren Flanken im einstelligen Nanosekundenbereich liegen, sind Bandbreiten im GHz-Bereich notwendig. Das ist sicherlich nicht übertrieben, denn von der Messung wird erwartet, die Flanke des angelegten Signales zu erhalten und nicht die Flanke des Oszilloskop-Eingangsverstärkers zu sehen. Die Bandbreite moderner Oszilloskope beginnt daher ab 1 GHz mit steigender Tendenz. Für die Spektrumanalyse sind hohe Bandbreiten jedoch eher kontraproduktiv, denn auf Bandbreite gezüchtete Verstärker sind aus Sicht von Intermodulationen und Rauschen nicht optimal. Zum Rauschen im Zusammenhang der Oszilloskopbandbreite lässt sich eine einfache Rechnung aufstellen:

$$P_{\text{Rausch bei 1 Hz}} = -174 \text{ dBm/Hz} + 90 \text{ dB (} B_{\text{Faktor}} \text{ für 1 GHz)}$$

$$P_{\text{Rausch bei 1 GHz}} = -84 \text{ dBm}$$

Die Rechnung zeigt, dass aus rein physikalischer Sicht ein Oszilloskop mit einer 3-dB Bandbreite von 1 GHz kein Eingangssignal, das niedriger als -84 dBm liegt, verarbeiten kann. Das Eigenrauschen des Geräts ist dabei noch nicht berücksichtigt und versetzt damit die Grenze zusätzlich. Doch diese Grenze stellt noch nicht das unterste Limit dar, betrachten wir die niedrigste Einstellung der Y-Verstärkung. Sie liegt bei einem guten Gerät kaum tiefer als 1mV/Division. Als Leistungspegel ausgedrückt, für ein

# Modernes Analyzer-Konzept

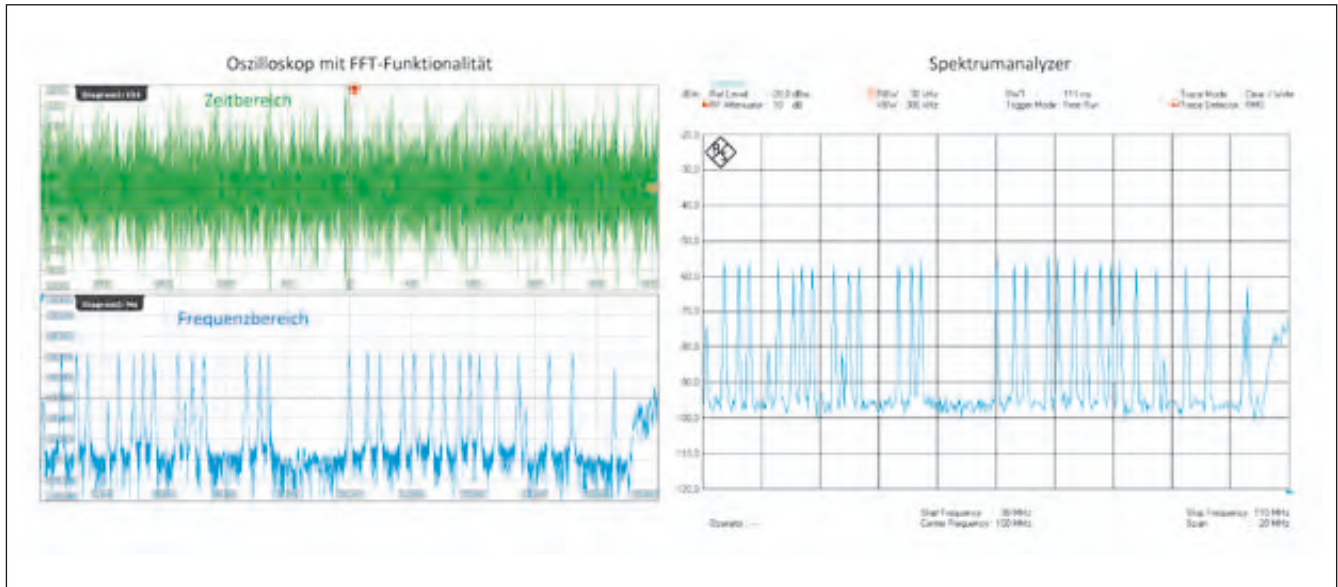


Bild 4.13 Gegenüberstellung Oszilloskop mit FFT zu klassischem Spektrumanalyzer



Bild 4.14 Beispiel für ein Oszilloskop mit leistungsfähiger FFT (Quelle Rohde und Schwarz)



50 Ohm-System erhalten wir einen Wert von -50 dBm. Bei der Berechnung ist zu beachten, dass der Effektivwert der Spannung (0.7V) herangezogen wird, denn die Leistungsberechnung basiert auf dem Effektivwert. Natürlich setzen diese Betrachtungen sinusförmige Signale voraus. Die unteren Pegelgrenzen für das Oszilloskop werden sich also irgendwo zwischen -50 dBm bis -80 dBm einstellen.

Die Situation kann anhand einer einfachen Beispielrechnung verdeutlicht werden.

Im Beispiel wird für einen Analyzer ein DANL von -120 dBm angenommen, das entspricht:

$$-120 \text{ dBm} \rightarrow 1 * 10^{-15} \text{ W} \rightarrow 1 \text{ fW (f = femto)}$$

$$U = \sqrt{P * R} = \sqrt{1 * 10^{-15} \text{ W} * 50 \Omega} = 223,6 \text{ nV (Effektivwert)}$$

$$\hat{u} = U * 1,41 = 223,6 \text{ nV} * 1,41 = 315,3 \text{ nV (im 50 Ohm-System)}$$

Einem Pegel von -120 dBm liegt im 50-Ohm-System eine Spitzenspannung von 315 nV bzw. 0,315  $\mu\text{V}$  zugrunde. Diese Spannung müsste das Oszilloskop mit seinem breitbandigen Eingang verarbeiten können. Wie bereits erwähnt, beträgt die Empfindlichkeit eines Laboroszilloskops 1 mV/DIV.

Eine weitere Einschränkung ergibt sich aus dem Hintergrund, dass in Oszilloskopen in der Regel ein ADC mit 8-Bit-Auflösung eingesetzt wird, bei Spektrumanalysatoren kommen 16-Bit Auflösungen zum Einsatz. Aus diesen Rahmenbedingungen können nun die Erwartungen an die FFT-Funktionalität in Oszilloskopen abgeschätzt werden.

Bild 4.13 zeigt eine Gegenüberstellung zwischen Oszilloskop und Spektrumanalyzer, aufgenommen wurde der Rundfunkbereich einer Kabelfernsehanlage, die höher liegenden Fernsehsignale sind durch Filter abgeblockt. Der linke Plot zeigt im oberen Diagramm den Zeitbereich (grün). Wie erwartet, ist ein sich ständig veränderndes Signalgemisch sichtbar. Im unteren Diagramm der durch die FFT berechnete Frequenzbereich (blau), er ist aus dem Signalgemisch entstanden. Im rechten Teil von Bild 4.13 ist der gleiche Signalbereich zu erkennen, aufgenommen mit einem Spektrumanalyzer.

Die reduzierte Empfindlichkeit des Oszilloskops stellt bei diesem Anwendungsfall keine Einschränkung dar, das Spektrum wird in vollem Umfang dargestellt. Das Beispiel verdeutlicht die Leistungsfähigkeit der FFT eines Oszilloskops. Diese, durch moderne schnelle Rechnertechnik möglich gewordene Funktionalität, stellt eine Bereicherung für die Messtechnik dar.