

Fachartikel

Magie der Spektrumanalyse

Magie der Spektrumanalyse Teil 3

Im ersten Teil des Artikels wurden die Grundlagen der Spektrumanalyse erörtert. Der zweite Teil diskutierte den Einsatz unterschiedlicher Messsonden und die Verwendung des Spektrumanalysators im Bereich EMV. Der dritte Teil widmet sich dem Praxisproblem der Auswahl von Signalleitungsfiltern und den unterschiedlichen Einsatzarten eines Spektrumanalysators.

Wo früher Ströme im mA-Bereich und Signale mit einer Signaldauer von 20 ms und mehr erforderlich waren, um beispielsweise ein Relais zu schalten, wird heute mit Signalströmen im μA -Bereich und Impulsen mit Anstiegszeiten von 1 ns und weniger gearbeitet. Wachsende Verarbeitungsgeschwindigkeiten und steiler werdende Signalflanken verschieben die EMV-Probleme in immer höhere Frequenzbereiche. Die gesteigerte Leistungsfähigkeit moderner Elektronik wird nur durch eine stetig wachsende Verarbeitungsgeschwindigkeit erreicht. Die auftretenden Signale erreichen Frequenzbereiche, die nach den Methoden der Hochfrequenztechnik behandelt werden müssen.

Praxisorientierte Auswahl von Signalleitungsfiltern

Digitale Signale haben Spektren, deren Bandbreite ungefähr

$$B = 1/(t_r \cdot \pi)$$

entspricht. Die Flankenzeit t_r ist also der bestimmende Faktor. Je kürzer die Flankenzeit, desto grösser die Bandbreite. Hierbei ist nicht die in den Datenblättern aufgeführte Bandbreite entscheidend, sondern nur die tatsächlich vorhandene. Diese kann sich von der angegebenen sehr erheblich unterscheiden. Das hat seinen Grund darin, dass die Datenblattangabe sich meistens auf kapazitive Vollast bezieht. In den meisten praktischen Fällen liegt diese Last jedoch nicht vor. Eine überschlä-

gige Umrechnung ist recht einfach: Halbe kapazitive Last bedeutet doppelte Flankengeschwindigkeit.

Ein Beispiel möge dies verdeutlichen: ein Mikroprozessor ist mit 2 ns Anstiegszeit der Flanke angegeben. Die zugrunde gelegte Last ist 150 pF. Wenn nun ein Signal dieses Prozessors mit nur einem CMOS-Gatter, also ca. 12,5 pF, belastet wird, heisst dies, dass die Flanke etwa zwölfmal schneller wird. Es muss ein Wert von unter 200 ps erwartet werden. Rechnet man dies in die entsprechende Bandbreite des Spektrums um, so erhält man 1,6 GHz. Auch in praktischen Aufbauten, in denen noch etwas Schaltungskapazität hinzukommt, kann man tatsächlich Bandbreiten von über 1 GHz messen.

Unter EMV-Gesichtspunkten betrachtet, ist dies äusserst problematisch. Die tatsächliche Flankengeschwindigkeit ist aber auch bei modernen CMOS-Schaltungen in den meisten digitaltechnischen Labors nicht messbar. Hierfür müssten Oszilloskope bereitstehen, die Zeiten von 100 ps auflösen können und deshalb sehr teuer sind.

Für die Auflösung der digitalen Systemfunktionen ist diese Geschwindigkeit jedoch nicht erforderlich, weshalb in den Labors meist wesentlich langsamere Geräte verwendet werden. Diese täuschen dem Benutzer Flankenzeiten vor, die in Wirklichkeit nicht existieren. Im allgemeinen sieht man nur die Anstiegszeit des Oszilloskops.

Ausweichen in den Frequenzbereich

Eine brauchbare Lösung besteht im Ausweichen in den Frequenzbereich: Die Beurteilung der digitalen Funktion geschieht weiterhin mit einem mittelschnellen Oszilloskop, die Untersuchung der EMV-relevanten Eigenschaften im Frequenzbereich mittels eines Spektrumanalysators. Da die Spektrumanalyse entsprechender Frequenzbereiche technisch einfacher ist als die Auflösung im Zeitbereich, sind Geräte, welche die Grundvoraussetzungen erfüllen, schon vergleichsweise preisgünstig erhältlich. Für die Beurteilung von CMOS-Schaltungen reicht eine Bandbreite von 1000 MHz.

Im Prinzip könnte man sich dazu verleiten lassen, Signalleitungsfilter nach Katalog auszusuchen. Namhafte Hersteller bieten zu ihren Filtern entsprechende Messergebnisse im Zeit- und Frequenzbereich in ihren Katalogen an. Leider sind diese Messungen in der Regel in bezug auf eine ohmsche Last vorgenommen worden und präsentieren sich entsprechend gut. In der Praxis der Digitalelektronik liegt eine solche Last selten vor. Deshalb ist die verbindliche Beurteilung der Wirkung der Filter nur im realen Anwendungsfall messbar. Es zeigt sich, dass gewisse Filter im Praxistest hinter den Erwartungen zurückbleiben.

Im folgenden soll dies an einer Reihe von Beispielen (gemessen, an der Logikfamilie 74ACT), demonstriert werden. Die Gatter wurden stets mit 5 MHz Takt betrieben.

Offener Ausgang

Bild 1 zeigt die Ergebnisse an einem solchen Gatter, welches auf einer Leiterplatte bestückt ist und dessen Ausgang im Leerlauf arbeitet. Das Spektrum deckt den gesamten Bereich bis 1000 MHz ab. Tatsächlich reicht es noch darüber hinaus, aber die Spektren in den vorliegenden Bildern sind alle bis 1000 MHz skaliert, um einen besseren Vergleich zu ermöglichen. Im Zeitbereich zeigen sich relativ starke Über- und Unterschwinger sowie steile Flanken. Das Signal ist in bezug auf die EMV als sehr ungünstig einzustufen. Die hohe Bandbreite ermöglicht Abstrahlung schon aus relativ kleinen Leiterplatten. Insbesondere, wenn Signale Leiterplatten verlassen sollen, wird die Eingrenzung solcher Spektren unerlässlich, will man nicht erhebliche

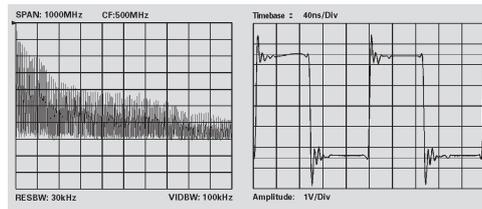


Bild 1
Gatter des 74ACT
mit offenem Ausgang.

Abschirmmassnahmen treffen.

Eine erste Massnahme in dieser Richtung, die häufig empfohlen wird, ist das Einfügen eines Widerstandes zwischen Gatterausgang und Leitung. Die Leitung ist bei dieser Messung durch einen einzelnen Gattereingang abgeschlossen, um realistische Verhältnisse zu haben. Der Abschluss und auch die Leitungslänge müssen bei solchen Messungen immer den Verhältnissen entsprechen, die im tatsächlichen Anwendungsfall auch vorliegen, weil die Wirkung der Signalleitungsfilter stark von deren Abschluss beeinträchtigt wird.

Mit Längswiderstand

Bild 2 zeigt die entsprechenden Ergebnisse für einen 47- Ω -Widerstand. Im Zeitbereich erkennt man eine deutliche Verbesserung: Die Überschwinger sind gemindert, die Flanken weniger steil. Leider täuscht das Ergebnis. Die geringe Dynamik der linearen Darstellung des Oszilloskops kann die EMV-relevanten Eigenschaften des Signals

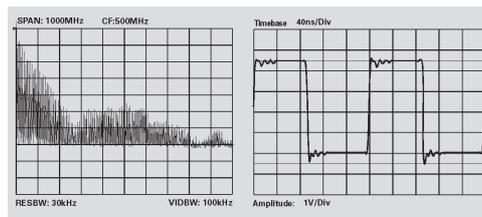


Bild 2
Gatter mit Längswiderstand 47 Ω .

nicht richtig darstellen. Das Spektrum zeigt nur eine sehr geringe Dämpfung oberer Frequenzbereiche.

Zum Teil ist an der Täuschung auch der Tastkopf des Oszilloskops beteiligt, da er immerhin mehr als 6 pF kapazitive Last mitbringt. Die Hochimpedanz-Sonde weist dagegen nur eine Belastungskapazität von 2 pF auf. Mit der Auswahl des Widerstandswertes kann man an dem vorliegenden Ergebnis noch einiges ändern, aber ein durchschlagender Erfolg kann von einer so einfachen Massnahme, wie sie das Einfügen des Widerstands darstellt, nicht erwartet werden.

Eine weitere Verbesserung lässt sich erzielen, wenn man den Widerstand mit einem Kondensator zu einem RC-Glied ergänzt.

Mit R-C-Glied

Bild 3 zeigt die Resultate für eine Bestückung mit 47 Ω und 100 pF. Auch hier erfolgt die Belastung des Aufbaus, wie bisher, mit der Leiterbahn und dem einzelnen Gattereingang. Im Zeitbereich ist im Vergleich zu Bild 2 kaum eine Veränderung erkennbar. Der Frequenzbereich zeigt aber besonders im mittleren und oberen Abschnitt eine deutliche Verbesserung. Be-

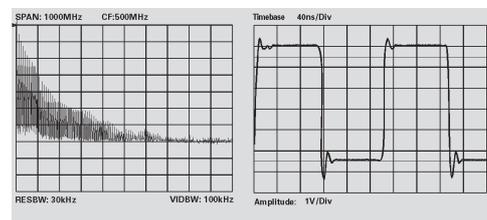


Bild 3
Beschaltung mit R-C-Glied.

sonders bei der Verwendung eines langsameren Oszilloskops würde die Veränderung im Zeitbereich überhaupt nicht mehr wahrnehmbar sein. Hier zeigt sich sehr deutlich die Schwäche einer reinen Zeitbereichsmessung: Man übersieht die EMV-Relevanz der Massnahme.

R-C-R-Glied

Der nächste Schritt besteht im Ausbau des Signalleitungsfilters zu einem R-C-R-Glied. Es wurde mit 47 Ω , 100pF und 47 Ω bestückt. Die Veränderung in bezug zum vorherigen Zustand ist massiv (Bild 4). Der Frequenzbereich ist praktisch auf 200 MHz eingeschränkt. Allerdings ist im Zeitbereich auch ein langsamer Verlauf der Flanke

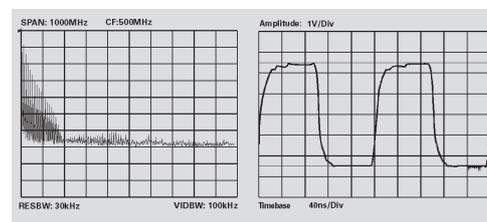


Bild 4
Charakteristik des R-C-R-Glieds.

erkennbar. Hier muss die Frage gestellt werden, ob die logische Funktionalität der Digitalschaltung durch eine solche Flanke bereits beeinträchtigt wird.

Man kann in einem solchen Falle aber durch eine entsprechende Anpassung der Bestückung des R-C-R-Gliedes den gün-

stigsten Kompromiss zwischen Eingrenzung des Spektrums und der logischen Funktionalität finden. Dies ist ein besonders schönes Beispiel für die Wirksamkeit des hier vorgeschlagenen messtechnischen Verfahrens.

Im Handel sind verschiedene komplette Signalleitungsfilter im Angebot. Auch die Wirksamkeit dieser Filter lässt sich messtechnisch in der gleichen Weise verifizieren.

Dreipol-Kondensator

Bild 5 zeigt den Einsatz eines Dreipol-Kondensators als Signalleitungsfilter in dem Aufbau, der auch bei den anderen Messungen verwendet wurde. Das Ergebnis ist enttäuschend: Trotz starker Verlangsamung

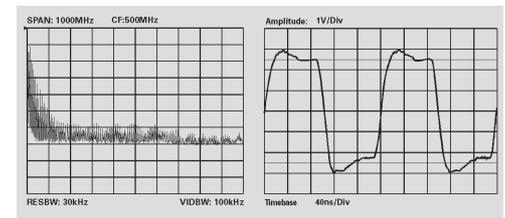


Bild 5
Gatter mit Dreipol-Kondensator.

der Flanken des Signals, ist das Spektrum mangelhaft eingegrenzt. Dies hängt damit zusammen, dass der Masseanschluss solcher Dreipol-Kondensatoren oftmals nicht so induktionsarm ausführbar ist, wie der eines R-C-R-Gliedes in SMD-Technik. Es werden sogar Dreipol-Kondensatoren angeboten, die in diesem Bereich fehlerkonstruiert sind.

Als weiteres Beispiel soll eine einzelne Breitband-Chip-Drossel als Signalleitungsfilter dienen.

Chip-Drossel

In Bild 6 ist das Resultat zu sehen: Auch hier eine mangelhafte Begrenzung des Spektrums trotz starker Verlangsamung

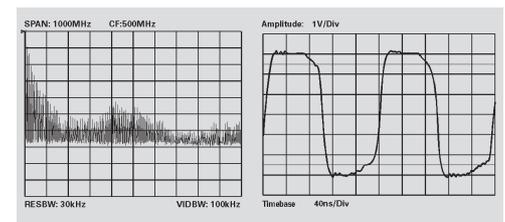


Bild 6
Messergebnisse mit Chip-Drossel als Signalleitungsfilter.

der Flanken. Man beachte: Hier würde eine ausschliessliche Betrachtung des Zeitbereichs leicht zu völlig falschen Schlüssen führen: Eine teure Massnahme, welche die digitale Funktion bereits erheblich belastet, mit enttäuschendem Ergebnis auf der Seite der EMV.

SMD-Chip-Filter

Schliesslich soll einer der modernen SMD-Chip-Filter, die aus zwei Ferritperlen und einem Durchführungskondensator bestehen, betrachtet werden. Das Ergebnis, das in Bild 7 dargestellt ist, erscheint als recht gut. Das Spektrum ist sauber begrenzt, die

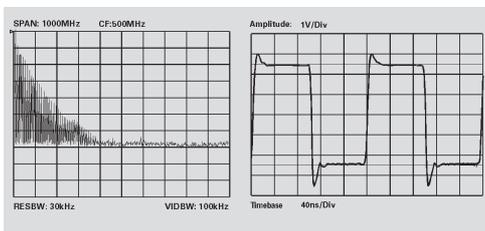


Bild 7
Gatter mit SMD-Chip-Filter.

Flanken sind noch erstaunlich steil. Lediglich die Über- und Unterschwinger trüben das sonst so gute Bild. Das ist leider ein Problem, das Filter begleitet, die neben kapazitiven auch induktive Komponenten aufweisen.

Frequenz- kontra Zeitbereich

Es kann festgestellt werden, dass für den Digitalelektroniker, der für EMV-Probleme bereits sensibilisiert ist, der Einblick in den Frequenzbereich eine unerlässliche Massnahme ist, da die reine Betrachtung des Zeitbereichs leicht Anlass zu Täuschungen gibt. Theoretisch ist zwar alles in der Darstellung im Zeitbereich enthalten, was im Frequenzbereich nur anders beschrieben wird. Die standardmässig verfügbaren Messgeräte lösen dies aber häufig unvollkommen auf. Insbesondere die schwache Dynamik der linearen Darstellung eines Oszilloskops und die oftmals zu geringe Geschwindigkeit desselben stehen dem Erreichen der theoretischen optimalen Lösung entgegen.

Leitungsgeführte Störsignale

Unter leitungsgeführten Störungen werden Störungen auf Leitungen im Frequenzbereich von etwa 10 kHz bis ca. 30 MHz ver-

standen. Während Störungen höherer Frequenzen die Leitungen meist nur als Antenne benützen und im weiteren Verlauf entlang der Leitung abstrahlen und dann als feldgeführte Störungen gemessen werden, können sich tieferfrequente Störungen über grössere Distanzen entlang einer Leitungen ausbreiten und auf diese Weise andere Geräte beeinflussen.

Am besten bekannt sind leitungsgeführte Störungen auf Netzleitungen. Zur Messung der leitungsgeführten Störungen entlang von Netzleitungen wird eine sogenannte Netznachbildung verwendet, an welcher der Prüfling angeschlossen wird. Die Netznachbildung simuliert eine definierte Netzimpedanz und garantiert dadurch reproduzierbare Ergebnisse unabhängig vom Versorgungsnetz.

Bei normengerechtem Aufbau wird die Störspannung auf der Netzleitung über einen 50-Ω-Ausgang, einem Messempfänger, zugeführt. Entwicklungsbegleitend kann der Messempfänger durch einen Spektrumanalysator mit genügender Genauigkeit ersetzt werden. Gute Netznachbildungen sind netzseitig so gefiltert, dass über die Netzversorgung einwirkende Drittstörungen stark unterdrückt werden. Damit ist es möglich, die Messung leitungsgeführter Störgrössen auch ausserhalb eines geschirmten Raumes als entwicklungsbegleitende Massnahme durchzuführen.

Skalare Netzwerkanalyse – Mitlaufgenerator

Bei einem Spektrumanalysator mit eingebautem Tracking-Generator (Mitlaufgenerator) sind Spektrumanalysator und Tracking-Generator miteinander gekoppelt und werden vom gleichen spannungsgesteuerten Oszillator synchronisiert.

Bei einem Mitlaufgenerator bedeutet der Begriff «mitlaufen», dass sich die Frequenz der Ausgangsspannung des Tracking-Generators immer in der Mitte des Durchlassfilters des Spektrumanalysators befindet, das heisst, der Tracking-Generator wobbelt den gesamten zur Verfügung stehenden Frequenzbereich abhängig von der momentanen Messfrequenz des Spektrumanalysators durch.

Oberwellen des Signals, seien sie im Mitlaufgenerator oder im Spektrumanalysator entstanden, liegen immer ausserhalb des Durchlassbereiches des Filters eines Spek-

trumanalysators. Auf diese Weise wird nur die Grundfrequenz des Tracking-Generators auf dem Bildschirm dargestellt und damit werden störende Einflüsse der Oberwellen unterdrückt.

Mit Hilfe des Tracking-Generators lassen sich Frequenzgangmessungen an Zweitoren wie zum Beispiel Filtern, Verstärkern oder Mischern durchführen. Ebenso lassen sich mit diesem System Reflexionsfaktoren und Rückflussdämpfungen messen und somit auch Stehwellenverhältnisse ermitteln.

Das Ausgangssignal des Tracking-Generators wird an dem zu untersuchenden Bauteil eingespeist und die an dessen Ausgang anliegende Spannung dem Eingang des Spektrumanalysators zugeführt. Die Ausgangsamplitude des Tracking-Generators ist einstellbar und kann so dem Messproblem angepasst werden.

In dieser Konfiguration bilden die Geräte ein in sich geschlossenes, gewobbeltes Frequenzmesssystem.

Referenzmessung

Vor jeder skalaren Netzwerkanalyse wird eine Referenzmessung durchgeführt, d. h. es wird der Frequenzgang der Zuleitungen vom Tracking-Generator zum Prüfling und der Messleitung vom Prüfling zum Spektrumanalysator bestimmt. Dazu wird der Prüfling aus dem Messkreis entfernt, und Zuleitung und Messleitung werden direkt miteinander verbunden. Die Differenz zwischen dieser Referenzmessung und der effektiven Messung mit Prüfling ergibt den tatsächlichen Frequenzgang.

Der Begriff «skalar» bedeutet in diesem Zusammenhang, dass keine Phasen-Information über das Transmissionsverhalten des Testobjekts enthalten ist. Diese Aufgabe ist prinzipiell vektorialen Netzwerkanalysatoren vorbehalten. Die skalare Netzwerkanalyse ist jedoch für sehr viele Anwendungen absolut genügend.

In der EMV wird die skalare Netzwerkanalyse vor allem zum Ausmessen von Frequenzgängen von Filtern und zum Messen der Übersprechdämpfung zwischen benachbarten Leitungen verwendet. Um die EMV-Vorschriften einhalten zu können, werden heute in fast jedem Gerät Netzfilter eingesetzt. Die Netzfilter dienen dabei sowohl der Unterdrückung von leitungsge-

fährten Störungen als auch der Unterdrückung der feldgeführten Störabstrahlung via Netzleitung (Netzleitung als Antenne). Letzteres wird von Herstellern von Netzfiltern nicht immer genügend beachtet.

Messtechnische Vergleiche

Es lohnt sich, bei der Auswahl von Netzfiltern messtechnische Vergleiche der Dämpfungskurven oberhalb 30 MHz vorzunehmen. Während es vergleichsweise einfach ist, Netzfilter für Frequenzen unterhalb 30 MHz zu spezifizieren und herzustellen, zeigt sich oberhalb 30 MHz, welcher Netzfilter-Hersteller etwas von Hochfrequenztechnik versteht. Das Verhalten oberhalb 30 MHz ist nicht mehr von der Dimensionierung der Komponenten, sondern weitgehend vom Aufbau des Filters abhängig. Das Verhalten des Netzfilters oberhalb 30 MHz sollte bei der Auswahl ein mitentscheidendes Kriterium sein und kann mittels einer Frequenzgangmessung mit Tracking-Generator und Spektrumanalysator festgestellt werden.

Die Messung des Frequenzgangs von Filtern lohnt sich auch als Stichprobe bei der Eingangskontrolle. Es können damit leicht Qualitätsmängel in der Serienfertigung der Filter wie z. B. schlecht kontaktierte oder gar nicht festgelötete Komponenten festgestellt werden.

Zero-Span-Betrieb

Im Zero-Span-Betrieb wird der Lokaloszillator des Spektrumanalysators auf eine feste Frequenz eingestellt. Das Gerät verhält sich dann wie ein Radioempfänger mit einem schmalen Bandpassfilter, dessen Empfangsfrequenz durch die Wahl der LO-Frequenz eingestellt werden kann. Auf der Anzeige des Spektrumanalysators erscheint das zeitliche Verhalten der Amplitude des Signals bei der eingestellten Frequenz. Dies kann beispielsweise dazu verwendet werden, um das Maximum stark schwankender Signale bei einer bestimmten Frequenz genauer zu bestimmen oder um Anteile einer Amplitudenmodulation darzustellen.

Wird im Zero-Span-Betrieb die Mittenfrequenz auf ein unmoduliertes Signal abgestimmt, so erscheint auf der Anzeige eine horizontale Linie. Wird die LO-Frequenz so eingestellt, dass das Trägersignal

auf die Flanke des Bandpassfilters fällt, können frequenzmodulierte Signale detektiert und dargestellt werden.

Im Zero-Span-Betrieb dient der Tracking-Generator als Signalquelle und kann z. B. als Testsignal mit durchstimmbarer Frequenz und einstellbarer Amplitude verwendet werden.

Der «Akustik-Trick»

Besitzen Spektrumanalysatoren einen Kopfhörerausgang, erlauben sie damit ein «Mithören der Modulation» im Zero-Span-Betrieb. Dies hat verschiedene Vorteile. Wird der Spektrumanalysator beispielsweise im Entwicklungslabor eingesetzt und wird vermutet, dass Drittstörer von außerhalb das Messsignal beeinflussen, so lässt sich durch Mithören sehr schnell herausfinden, ob es sich beim Störer z. B. um einen nahen Rundfunksender handelt (im Kopfhörer kann die entsprechende Rundfunksendung gehört werden).

Diese Methode eignet sich sehr gut zur raschen Identifikation von Störsignalen bei EMV-Messungen. Die Erfahrung lehrt, dass die meisten Störsignale moduliert sind. Wird bei der EMV-Analyse ein Störsignal unbekannter Herkunft festgestellt, so wird der Spektrumanalysator im Zero-Span-Betrieb auf diese Frequenz abgestimmt, und das Signal wird akustisch hörbar gemacht. Mit etwas Erfahrung lässt sich vom hörbaren Geräusch sehr rasch auf die Störquelle schließen. So hören sich beispielsweise Störsignalanteile eines getakteten Netzteils ganz anders an, als Bussignale und wiederum anders als Videosignale oder serielle Datensignale.

Das Ohr ist hierbei ein extrem empfindliches und hochauflösendes Analyseinstrument, und mit etwas Übung können selbst dann Signalanteile noch eindeutig identifiziert werden, wenn auf der Anzeige des Spektrumanalysators keine Modulation mehr zu erkennen ist. Akustische Identifikationsmethoden sind (mit einiger Übung) extrem effizient, werden in der Praxis aber von den wenigsten Leuten verwendet.

Schlussbemerkung

Der Spektrumanalysator gehört als Standardmessgerät gleichberechtigt neben das Oszilloskop an den Arbeitsplatz eines Entwicklers. Für einen Spektrumanalysator (1GHz) mit Trackinggenerator und den pas-

senden aktiven Messsonden liegt die Investition zurzeit bei rund 5500 Franken. Es lässt sich sehr leicht nachweisen, wie schnell sich diese Investition amortisiert hat.

Viel wichtiger ist aber, dass sich der Anwender das immer wichtiger werdende Wissen für das Arbeiten mit einem Spektrumanalysator aneignet. Während einer Entwicklung ist es praktisch, überprüfen zu können, welchen Einfluss eine durchgeführte Änderung auf das Design hat. Eine Abnahmemessung scheitert oft daran, dass Probleme bei ein paar bestimmten Frequenzen auftreten. Ein Gerät oder Modul kann so zum Beispiel bei 300 MHz 20 dB über dem Grenzwert liegen.

Mit dieser Information lässt sich diese Frequenz gezielt untersuchen. Ist durch entsprechende Massnahmen eine Reduzierung um 30 dB erreichbar, kann davon ausgegangen werden, dass das Design nun die Anforderungen erfüllt.