

Schnelle Emissionsmessung im Zeitbereich

C. Keller, K. Feser

Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, Universität Stuttgart

1 Einleitung

Die für die EMV-Prüfung eines Gerätes vorgeschriebenen Emissionsmessungen müssen nach den geltenden Normen im Frequenzbereich z.B. mit Hilfe eines Messempfängers durchgeführt werden. Diese Messmethode hat den Nachteil, dass die Messung je nach Wahl der Parameter lange dauert (typisch 10 - 30 min). Da lange Messzeiten stets hohe Kosten bedeuten, wird nach Möglichkeiten gesucht, die Messungen bei gleichbleibender Qualität zu verkürzen.

Hier bietet sich insbesondere die Messung im Zeitbereich an. Anstatt mit dem Messempfänger werden mit einem Oszilloskop einige kurze Zeitverläufe (Größenordnung μs) aufgezeichnet. Aus diesen Daten wird mit der Fourier-Transformation und verschiedenen Korrekturalgorithmen ein vergleichbares Spektrum berechnet. Je nach Art des Messsignals ergibt sich so eine Beschleunigung um den Faktor 10 – 100. Es wurde dafür das Programm „FEMIT“ (Fast Emission Measurement In Time-Domain) entwickelt, mit dem komfortabel Messungen durchgeführt und die Daten ausgewertet werden können. Die Grundlagen dieses Messsystems wurden auf der EMC 2001 in Zürich vorgestellt [1].

Die bei einer Emissionsmessung auftretenden Signaltypen können nach dem in Bild 1 dargestellten Schema eingeteilt werden. Auf der einen Seite gibt es schmalbandige Signale, zu denen Sinusschwingungen diskreter Frequenz und periodische Impulse mit einer Wiederholfrequenz f_0 größer als die Zwischenfrequenz-Bandbreite B_{ZF} des Messempfängers gehören. Diese Signale wurden schon mit dem bisher verwendeten Algorithmus von FEMIT [1] korrekt wiedergegeben.

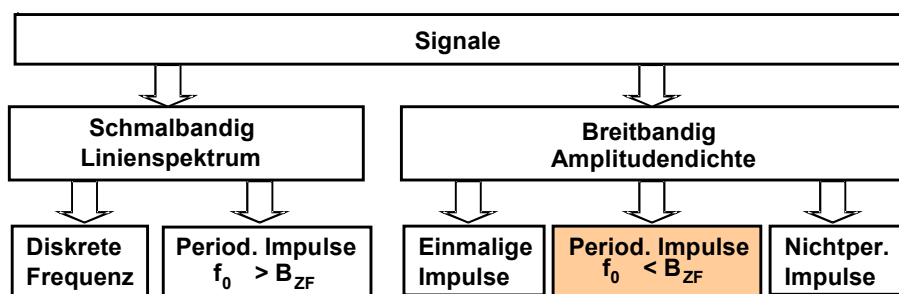


Bild 1: Einteilung von Signalen

Bei breitbandigen Signalen (Bild 1 rechts) trat dagegen bisher stets eine Überbewertung des Spektrums durch FEMIT auf. Beim Messempfänger wird das Messsignal nach dem Bandpass durch eine Detektorstufe bewertet, d.h. der ermittelte Pegel hängt nichtlinear von der Wiederholfrequenz eines Pulses ab. Bei einer Messung mit dem Quasi-Peak-Detektor kann diese Überbewertung bis zu 40 dB betragen!

Mit dem in diesem Bericht vorgestellten Algorithmus kann nun auch unter bestimmten Voraussetzungen das Spektrum von *periodischen Impulsen mit $f_0 < B_{ZF}$* durch Nachbildung des Detektoreffektes richtig ermittelt werden.

2 Systemtheoretische Betrachtung von Pulsen

Ein periodisches Signal $f(t)$ kann allgemein ausgedrückt werden als eine Aneinanderreihung eines Signalausschnitts $f_0(t)$ mit der Länge T_0 , welcher auch als primitive Periode bezeichnet wird:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_0(t - n T_0) . \quad (1)$$

Mit Hilfe des Spektrums $F_0(\omega)$ der primitiven Periode $f_0(t)$ kann das Spektrum $F(\omega)$ des periodischen Signals wie folgt angeschrieben werden:

$$F(\omega) = \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_0(n \omega_0) \delta(\omega - n \omega_0), \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} . \quad (2)$$

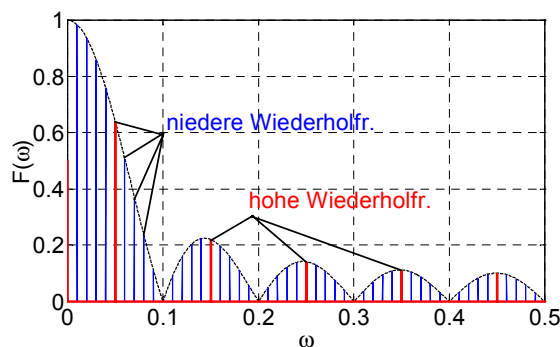


Bild 2: Normiertes Spektrum eines Rechteckimpulses für verschiedene Wiederholraten

Aus Gleichung (2) ergibt sich, dass $F(\omega)$ ein Linienspektrum darstellt. Hierbei bildet $F_0(\omega)$ die Hüllkurve von $F(\omega)$, die einzelnen Spektrallinien haben den Abstand ω_0 . Das bedeutet, dass bei Variation der Wiederholrate eines Impulses die Form der Hüllkurve des Spektrums gleich bleibt und der Linienabstand für abnehmende Wiederholrate ω_0 geringer wird (und umgekehrt). Bild 2 zeigt zur Veranschaulichung das normierte Spektrum eines Rechteckimpulses für zwei verschiedene Wiederholraten sowie seine Hüllkurve.

3 Messempfänger

Für die folgenden systemtheoretischen Ableitungen genügt es, den Messempfänger vereinfacht als einen Bandpass mit nachgeschalteter Detektorstufe zu betrachten.

3.1 Idealer Bandpass

Um den realen Bandpass im Messempfänger verstehen zu können, soll zunächst das Verhalten eines idealen Rechteck-Bandpasses mit linearer Phase beschrieben werden. Die normierte Impulsantwort $h_{BP}(t)$ ergibt sich zu

$$h_{BP}(t) = \cos(2\pi f_m(t - t_0)) \text{si}(\pi B_r(t - t_0)) , \quad (3)$$

wobei f_m die Mittenfrequenz, B_r die Bandbreite und t_0 die Laufzeit des Bandpasses darstellen. Wie die Impulsantwort in Bild 3 am Beispiel $f_m = 1$ MHz und $B_r = 100$ kHz zeigt, handelt es sich um eine Cosinusschwingung mit der Mittenfrequenz des Bandpasses, deren Amplitude mit der Funktion $\text{si}(x) = \sin(x)/x$ moduliert ist. Die Breite der Hauptkeule beträgt hierbei $2/B_r$.

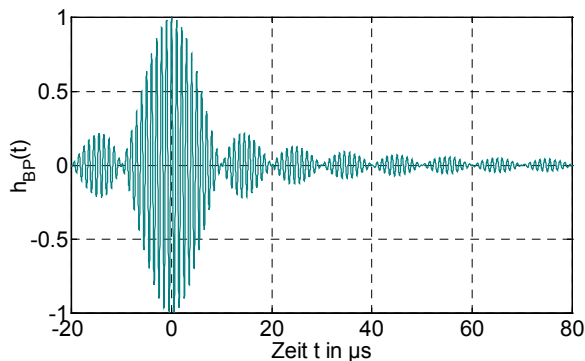


Bild 3: Impulsantwort eines idealen Bandpasses

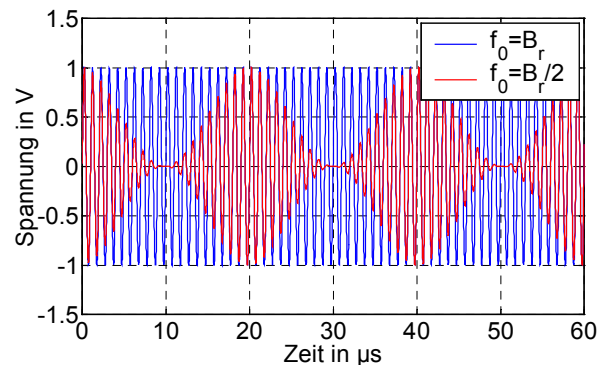


Bild 4: Antwort eines idealen Bandpasses auf eine (Dirac-) Impulsfolge

Das hier interessante Verhalten bei Pulsen illustriert Bild 4. Es ist die Antwort des o.g. Bandpasses auf eine (Dirac-) Impulsfolge mit Wiederholffrequenz $f_0 = B_r/2$ und $f_0 = B_r$ zu sehen. Im ersten Fall sind die einzelnen Impulsantworten noch zu erkennen, im zweiten summieren sie sich zu einem konstanten Sinus auf. Das bedeutet, sobald die Wiederholffrequenz größer als die Breite des idealen Bandpasses ist, entsteht ein Sinus, dessen Amplitude dann mit zunehmender Wiederholffrequenz linear zunimmt.

3.2 Annäherung durch Gauß-Bandpass

Für die weiteren systemtheoretischen Betrachtungen ist es vorteilhaft, die reale Übertragungsfunktion des Messempfänger-Bandpasses durch eine analytische Funktion anzunähern. Wie Bild 5 zeigt, kann die reale, gemessene Übertragungsfunktion sehr gut mit einer Gaußkurve dargestellt werden. Im folgenden wird für den realen Bandpass eine Gaußkurve mit derselben 6 dB-Bandbreite verwendet.

3.3 Bandpässe gleicher Impulsbandbreite

Für die folgenden Ableitungen werden drei verschiedene Bandpass-Formen betrachtet: der Rechteck-, Gauß- und „si-Bandpass“. Auf der Seite des Messempfängers der Gauß-Bandpass, auf der Seite von FEMIT ein si-Bandpass in der Form der si-Funktion. Da bei FEMIT keine Fensterung vorgenommen wird, entspricht das zeitlich begrenzte gemessene Zeitsignal einer Rechteck-Fensterung. Ein sinusförmiges Signal wird somit nach der Diskreten Fourier-Transformation durch eine an diskreten Frequenzpunkten abgetastete si-Funktion dargestellt – aus der Sichtweise des Frequenzbereichs entspricht dies einem si-förmigen Bandpass. Zum Vergleich wird als dritter Bandpass noch der ideale Rechteck-Bandpass benötigt.

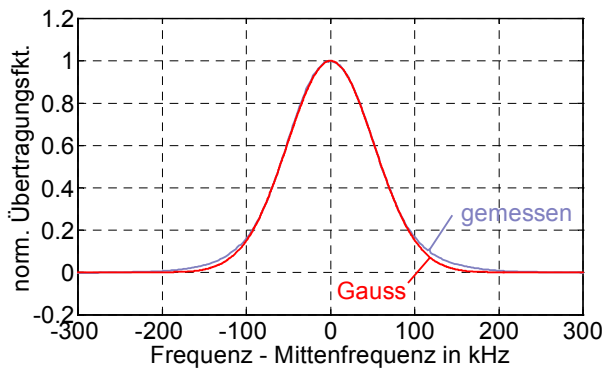


Bild 5: Annäherung der gemessenen Übertragungsfkt. mit einer Gauß-Kurve

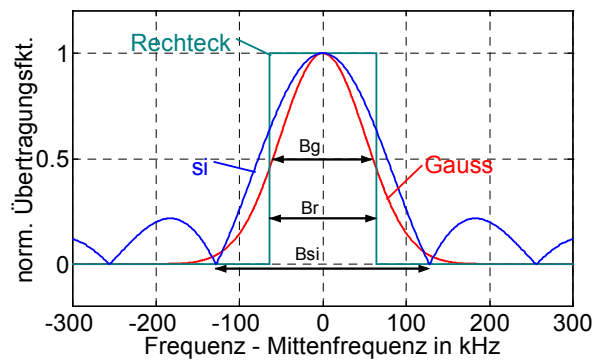


Bild 6: Rechteck-, Gauß- und Si-Bandpass mit gleicher Impulsbandbreite

Um die Bandpässe in Beziehung setzen zu können, müssen zwei Bedingungen erfüllt sein: das Maximum der Übertragungsfunktion muss gleich sein, sodass Sinussignale mit dem selben Pegel wiedergegeben werden. Damit außerdem Pulse gleich übertragen werden, muss die maximale Amplitude der Impulsantworten ebenfalls gleich sein. Das bedeutet, dass die Bandpässe eine gleiche *Impulsbandbreite* haben müssen. Die Zusammenhänge der Bandbreiten können aus dem Vergleich der Impulsantworten gleich hoher Bandpass-Übertragungsfunktionen mit Hilfe einer Korrespondenztabelle für Fourier-Transformationen hergeleitet werden. Wenn die Bandbreite eines Rechteck-Bandpasses mit B_r , die 6 dB-Bandbreite eines Gauß-Bandpasses mit B_g und die Breite der Hauptkeule des si-Bandpasses mit B_{si} bezeichnet werden, können folgende Beziehungen angeschrieben werden:

$$B_r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} B_g = \frac{1}{2} B_{si}, \quad \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 2}} \approx 1,06. \quad (4)$$

Bild 6 zeigt die drei beschriebenen Bandpässe, die auf gleiche Impulsbandbreite dimensioniert sind. $\frac{1}{2} B_{si}$ entspricht hierbei dem Nullstellenabstand der si-Funktion. In der Norm [2] wird für den Faktor zur Umrechnung von der 6 dB-Bandbreite zur Impulsbandbreite 1,05 angegeben – da dieser Unterschied für die weiteren Betrachtungen vernachlässigbar ist, wird im folgenden der Faktor 1,06 verwendet.

3.4 Pulsübertragungs-Charakteristik des Messempfängers

Die Pulsübertragungs-Charakteristik gibt die Dämpfung eines Pulses in Abhängigkeit von dessen Wiederholfrequenz f_0 an. Der Verlauf der Pulsübertragungs-Charakteristiken kann für Wiederholfrequenzen unterhalb der Bandbreite des Bandpasses aus der Norm abgeleitet werden: in der Tabelle 3 der Norm [2] sind beispielsweise für den Quasi-Peak-Detektor die relativen Pegel und in Tabelle 6 der Norm [2] der für weitere Betrachtung notwendige Bezug zum Peak-Detektor gegeben. Für den Vergleich mit FEMIT ist es jedoch wichtig, den Verlauf auch oberhalb zu bestimmen.

Am einfachsten ist es, den Verlauf für den Peak-Detektor zu untersuchen; damit ist indirekt auch der des Quasi-Peak-Detektors definiert. Für f_0 oberhalb der Bandbreite ergibt sich ein lineares Verhalten (doppeltes $f_0 \rightarrow$ doppelter Pegel), also ein Anstieg mit 20 dB/Dekade. Für f_0 unterhalb dieser Frequenz wird der konstante Spitzenwert der Antwort des Bandpasses angezeigt.

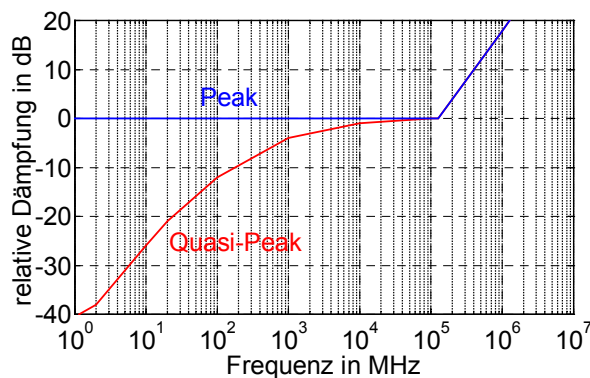


Bild 7: Pulsübertragungs-Charakteristik des Messempfängers ($B_g = 120$ kHz)

Alternativ kann diese Frequenz auch aus dem Schnittpunkt der Charakteristiken des Mittelwert- und Peak-Detektors unter Zuhilfenahme von deren Abständen bei $f_0 = 100$ Hz berechnet werden (Tab. 6 und 8 in [2]).

Wichtig ist nun die "Knickfrequenz", bei der die Geraden zusammenstoßen. Diese kann einfach ermittelt werden, wenn ein idealer Bandpass angenommen wird. Wie in Kapitel 3.1 erklärt, liegt die Grenze, bei der die einzelnen Impulsantworten zu einem konstanten Sinus verschmelzen, bei $f_0 = B_r$. Im Frequenzbereich betrachtet ist dies die Frequenz, bei der die Bandbreite genau den Abstand zweier Frequenzlinien entspricht (vgl. Bild 2). Mit Hilfe von (4) ist der Knick somit bei dem realen Bandpass mit $B_g = 120$ kHz bei $1,06 \cdot B_g = 127$ kHz zu finden.

4 FEMIT

4.1 Grundalgorithmus

Bei dem in [1] erläuterten Grundalgorithmus wird von den Spektren mehrerer gemessener Zeitsignale das Maximum gebildet, dies geglättet und korrigiert. FEMIT beinhaltet einen Kalibrationsalgorithmus, der nach einem Frequenzsweep mit einem Sinusgenerator die Differenz aus dem Messempfänger- und FEMIT-Ergebnis ermittelt. Mit dieser Kurve wird stets das FEMIT-Ergebnis korrigiert und so sichergestellt, dass bei Sinussignalen die beiden Systeme dasselbe Messergebnis liefern.

4.2 Messfenster und Pulsübertragungs-Charakteristik von FEMIT

Bei einer Zeitbereichsmessung mit dem Digitaloszilloskop kann das Messsignal nur eine endliche Zeit T aufgezeichnet werden. Wenn die Periodendauer T_0 des Pulses (Abstand zweier Impulse) kleiner als T ist, befinden sich mehrere Impulse im Zeitfenster (Bild 8); im Frequenzbereich ergibt sich ein Linienspektrum. Hier herrschen analog zu Kapitel 3.4 lineare Verhältnisse, die mit einem Anstieg von 20 dB/Dekade über der Wiederholfrequenz f_0 wiedergegeben werden.

Dagegen ist bei Pulsen mit $T < T_0$ nur ein Impuls im Fenster zu finden (entsprechende Triggerung vorausgesetzt). Der reale Abstand der Impulse kann hier *nicht* mehr bestimmt werden. Durch die periodische Fortsetzung des Zeitsignals bei der Diskreten Fourier-Transformation wird für $T < T_0$ stets das selbe Spektrum mit der scheinbaren Periodendauer $T = T_0$ berechnet. Mit anderen Worten, der Abstand der einzelnen Spektrallinien entspricht genau dem Abstand der Frequenzpunkte und man erhält damit die Hüllkurve des Spektrums. Der "Knick" ist also bei der Wiederholfrequenz $1/T$ zu finden. Bild 9 stellt die Pulsübertragungs-Charakteristik für einige Werte von T dar.

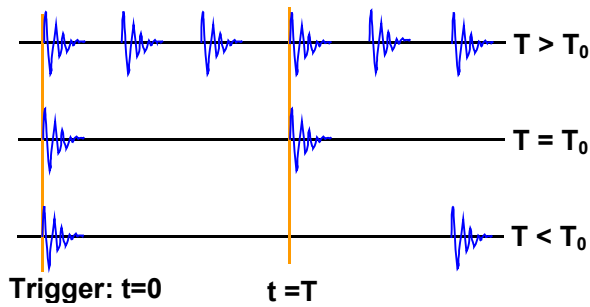


Bild 8: Messung von Pulsen unterschiedlicher Periodendauer

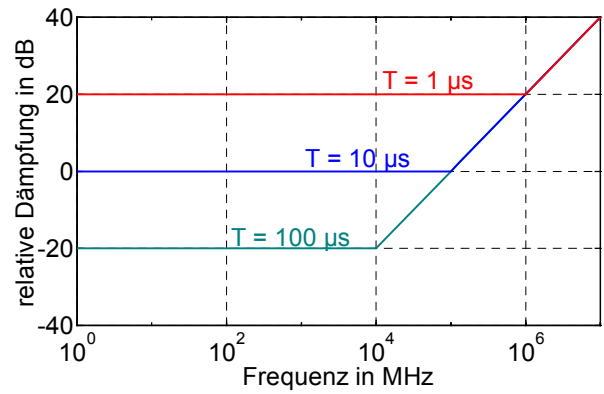


Bild 9: Pulsübertragungs-Charakteristik von FEMIT für einige Messdauern T

Der Vergleich mit Bild 7 zeigt, dass FEMIT bei entsprechender Wahl des Knickpunktes die selbe Charakteristik wie der Messempfänger mit Peak-Detektor aufweist.

5 Vergleich und Korrektur

5.1 Zusammenhang der Pulsübertragungs-Charakteristiken und ihre Korrektur

Um die Charakteristiken des Messempfängers und FEMIT, welche nur relative Verhältnisse angeben, vergleichen zu können, muss ein Bezug zwischen ihnen hergestellt werden. Dieser ist im linearen Bereich mit 20 dB/dek zu finden. Bei diesen Wiederholfrequenzen bildet sich sowohl beim Messempfänger als auch bei FEMIT ein Linienspektrum aus, d.h. es handelt sich um schmalbandige, sinusförmige Signale. Da diese Signale, wie in Kapitel 4.1 erläutert, von beiden Systemen gleich wiedergegeben werden, müssen die Charakteristiken so übereinandergeschoben werden, dass der Anstieg bei diesen Frequenzen übereinstimmt. Für die Korrektur wird nun eine Korrekturkurve definiert als *Differenz von Messempfänger- und FEMIT-Pulsübertragungs-Charakteristik*.

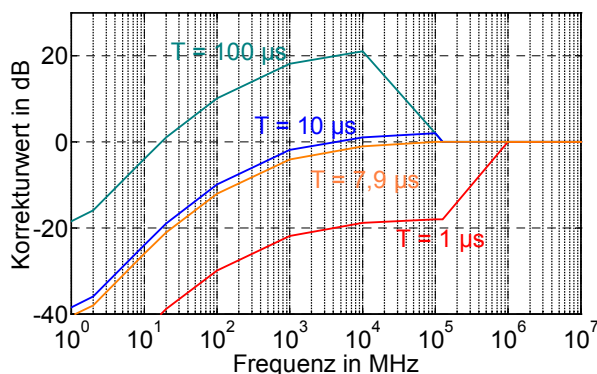


Bild 10: Korrekturkurven für den 120 kHz Bandpass (Quasi-Peak)

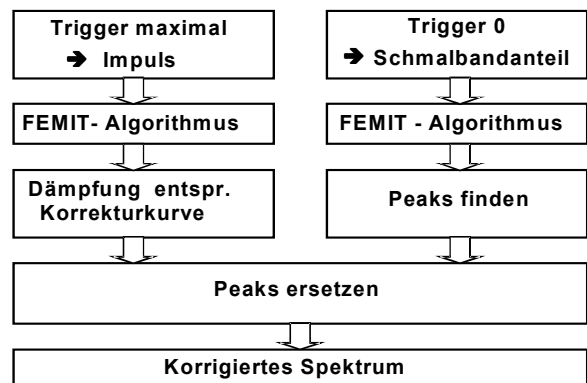


Bild 11: Korrekturalgorithmus

Abhängig von der gewählten Messdauer T ergibt sich die in Bild 10 für vier verschiedene Messdauern dargestellte Kurvenschar. Im weiteren werden nur die Kurven für den 120 kHz-Bandpass in Kombination mit dem Quasi-Peak-Detektor abgeleitet.

5.2 Algorithmus für exakte Korrektur

Der Ablauf für den Korrekturalgorithmus ist in Bild 11 abgebildet. Zuerst wird eine Messung mit maximal hoher Triggerschwelle aufgenommen, die einen Impuls der Pulsfolge enthält. Von diesem Signal wird das Spektrum berechnet und alle Frequenzpunkte um den der Pulswiederholfrequenz entsprechenden Wert korrigiert. Der Anteil des Spektrums, der durch den Puls erzeugt wird, wird somit richtig wiedergegeben. Allerdings sind die Peaks von Schmalbandsignalen fälschlicherweise ebenfalls gedämpft worden.

Um diesen Fehler auszugleichen wird noch eine zweite Messung gemacht, bei der der Trigger auf Null gestellt wird und ein Zeitfenster ohne Impuls aufgezeichnet wird. Im Spektrum dieser Messung sind die korrekten Werte der Peaks enthalten. In einem letzten Schritt müssen diese Peaks detektiert und im gedämpften Spektrum ersetzt werden. Damit werden auch Peaks, die im ersten Spektrum unterhalb dem Pegel des breitbandigen Impulsspektrums liegen, richtig erfasst.

Bei der zweiten Messung kann eine wesentlich höhere Amplitudenauflösung gewählt werden, weil der hier vertretene schmalbandige Signalanteil eine geringere Amplitude als die Impulse aufweist. Im Spektrum wirkt sich dies vorteilhaft durch ein höheres Signal-zu-Rausch Verhältnis aus.

5.3 Wahl der Messdauer

Die am besten geeignete Messdauer T ist diejenige, bei der die Korrekturwerte möglichst klein sind. Dies ist, wie Bild 10 zeigt, der Fall, wenn die Knickpunkte der Charakteristiken übereinstimmen, also bei $f_0 = 1/T = 1,06 \cdot B_g = 127 \text{ kHz}$ ($T = 7,9 \mu\text{s}$). Das ist der selbe Wert, der sich ergibt, wenn man nach (4) für den si- und Gauß-Bandpass gleiche Impulsbandbreiten fordert. Da jedoch der Leckeffekt, wie hier nicht näher ausgeführt werden kann, bei $0,83 \cdot B_g = 99,6 \text{ kHz}$ optimal nachgebildet wird und außerdem 100 kHz ein sinnvolle Schrittweite darstellt, wird $T = 1/100 \text{ kHz} = 10 \mu\text{s}$ gewählt. Damit stellt die Kurve für $T = 10 \mu\text{s}$ in Bild 10 die im weiteren benutzte Korrekturkurve dar.

5.4 Grenzen und Worst-case-Korrektur

Eine erfolgreiche Korrektur setzt voraus, dass *ein Puls* das Spektrum dominiert und dessen *Wiederholfrequenz bekannt* ist. Wenn dies nicht der Fall ist, muss auf eine "Worst-case-Korrektur" zurückgegriffen werden. Wie in Bild 10 zu sehen ist, weist die verwendete Korrekturkurve für $T = 10 \mu\text{s}$ positive Werte bis zu 2 dB auf, d.h. hier würde ohne Korrektur FEMIT breitbandige Signale bis zu 2 dB unterbewerten. Es liegt daher nahe, in diesem Fall den breitbandigen Anteil *pauschal* um +2 dB zu korrigieren, so dass keine Unterbewertung auftreten kann. In diesem Fall wird erst für Wiederholfrequenzen $< 2 \text{ kHz}$ die Überbewertung bei FEMIT $> 3 \text{ dB}$.

6 Beispiel

Bild 12 zeigt den Vergleich von Messempfänger- und FEMIT-Ergebnis am Beispiel eines Testsignals, das aus der Überlagerung eines 100 Hz-Pulses und dem Linienspektrum eines Quarzoszillators besteht. Es ist gut zu erkennen, dass sowohl der breitbandige Anteil, als auch der schmalbandige Anteil richtig wiedergegeben werden. Die FEMIT-Kurve wurde entsprechend der Korrekturkurve um 10 dB korrigiert.

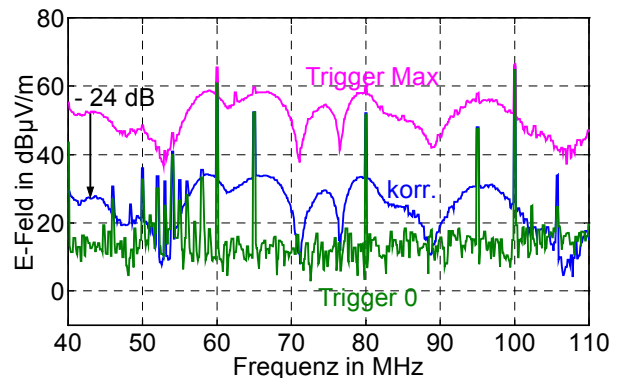
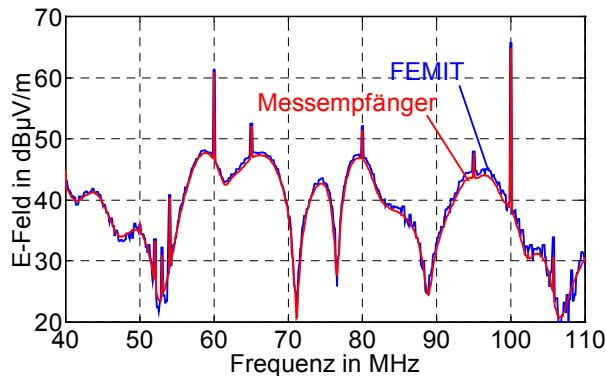


Bild 12: 100 Hz-Puls und Quarzoszillator

Bild 13: 10 Hz-Puls und Quarzoszillator

In Bild 13 ist für einen 10 Hz-Puls die Bildung des korrigierten Signals bei FEMIT aus den beiden Spektren illustriert. Es ist oben im Bild das breitbandige Spektrum der ersten Messung (Trigger max.), die den Impuls enthält, zu sehen. Unten im Bild befindet sich das Spektrum der zweiten Messung (Trigger 0), das die schmalbandigen Peaks liefert. Dazwischen liegt das nach dem Algorithmus berechnete korrigierte Spektrum. Der Korrekturwert beträgt hier 24 dB.

Man sieht hier, dass auch die schmalbandigen Signale, die bei der Trigger-Maximum-Messung nicht zu sehen sind, über die zweite Messung erfasst werden. Die Abweichungen zwischen dem Messempfänger und FEMIT sind bei den Schmalband-Peaks kleiner 1 dB, bei den breitbandigen Anteilen kleiner 2 dB. Die FEMIT-Messung ist ca. 10 – 100 mal schneller als die Messempfänger-Messung.

7 Zusammenfassung

Der vorgestellte Algorithmus erlaubt es, mit dem schnellen Zeitbereichs-Emissionsmesssystem FEMIT jetzt auch Pulse niedriger Wiederholfrequenz korrekt zu erfassen. Voraussetzung dafür ist, dass *ein Puls* das Spektrum dominiert und dessen *Wiederholfrequenz bekannt* ist. Weitergehende Untersuchungen werden die Überlagerung mehrerer Pulse und statistische Gemische zum Thema haben.

8 Literatur

- [1] C. Keller, K. Feser:
Fast Emission Measurement In Time Domain. EMC 2001, Zurich, 20.-22.2.2001
- [2] VDE 876, Geräte zur Messung von Funkstörungen. Deutsche Norm
- [3] A.V. Oppenheim, R.W. Schafer:
Zeitdiskrete Signalverarbeitung. Oldenburg Verlag München Wien 1999