



Produkte FSEM21/31 und FSEK21/31 oder FSEM20/30 und FSEK20/30 mit FSE-B21

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren mit Oberwellen-Mischern

### Application Note

Diese Applikationsschrift beschreibt das Prinzip der Oberwellenmischung sowie die Anforderungen an Spektrumanalysator und externen Mischer.

### Inhalt

1	Einführung.....	2
2	Grundlagen .....	3
	Hohlleiter.....	3
	Oberwellenmischung .....	5
	Signalidentifizierung .....	8
	Leistungsmerkmale von Mischern .....	11
	Anforderungen an den Spektrumanalysator und Realisierung im FSE.....	12
	Hinweise zur Messung.....	14
3	Betrieb von externen Mischern am FSE .....	15
4	Literatur.....	18
5	Bestellinformationen.....	18

### 1 Einführung

Die zunehmenden Anwendungen der drahtlosen Signalübertragung wie zum Beispiel Funkkommunikation oder Abstandsmessung erfordern immer mehr Frequenzen. Da dieser Frequenzbedarf nicht mehr im unteren Frequenzbereich gestillt werden kann, werden zunehmend Frequenzen im mm-Wellen-Bereich genutzt. Neben militärischen Anwendungen wird dieser Frequenzbereich damit auch für die zivile Nutzung erschlossen. Bisher wurde dabei das Hauptaugenmerk auf Frequenzen bis 110 GHz gelegt. Höhere Anforderungen an den Oberwellenabstand (z. B. bei Richtfunksendern) und verschärfte EMV-Richtlinien (z. B. FCC CFR47 Part 15) verschieben diese Frequenzgrenze bis auf 200 GHz.

Der Frequenzbereich über 40 bis 50 GHz wird von Spektrumanalysatoren üblicherweise mit externen Vorsatzmischern abgedeckt, da die im unteren Frequenzbereich übliche Grundwellenmischung unverhältnismäßig aufwendig und teuer ist oder die dazu notwendigen Komponenten wie Preselektoren nicht verfügbar sind.

Die Applikationsschrift beschreibt das Prinzip der Oberwellenmischung sowie die dabei zu beachtenden Punkte.

## 2 Grundlagen

### Hohlleiter

Zur leitungsgebundenen Übertragung von Signalen im mm-Wellenbereich werden aufgrund ihrer geringen Dämpfung und der hohen Reproduzierbarkeit vorzugsweise Hohlleiter verwendet. Im Gegensatz zu Koaxialkabeln ist der Frequenzbereich, in dem ein Hohlleiter verwendet werden kann, auch zu tiefen Frequenzen hin eingeschränkt (Hochpaßverhalten). Unter einer bestimmten Eckfrequenz ist im Hohlleiter keine Wellenausbreitung mehr möglich, d.h., die Dämpfung des Hohlleiters ist sehr hoch. Die obere Grenzfrequenz ist durch die Eindeutigkeit der Wellenausbreitungsform (Mode) im Hohlleiter bestimmt. Bei Überschreitung dieser oberen Grenzfrequenz sind mehrere Moden ausbreitungsfähig, wodurch das Verhalten des Hohlleiters nicht mehr eindeutig ist.

Im eindeutigen Bereich eines Rechteckhohlleiters sind nur  $H_{10}$ -Wellen ausbreitungsfähig. Für die untere Grenzfrequenz  $f_{c,1}$ , ab der solche Wellen ausbreitungsfähig sind, gilt

$$f_{c,1} = \frac{c}{2 \cdot a \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Gl. 2-1})$$

- mit  $f_{c,1}$  untere Grenzfrequenz (in Hz)  
 $c$  Lichtgeschwindigkeit (in m/s)  
 $a$  größere der beiden Kantenlängen des Hohlleiters (in m)  
 $\epsilon_r$  Dielektrizitätskonstante des Mediums im Hohlleiter (=1 für Luft)

Ab einer Grenzfrequenz  $f_{c,2}$  ist neben dieser  $H_{10}$ -Welle auch die sogenannte  $H_{01}$ -Welle ausbreitungsfähig.  $f_{c,2}$  ist somit die obere Grenzfrequenz des eindeutigen Bereichs. Es gilt

$$f_{c,2} = \frac{c}{2 \cdot b \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Gl. 2-2})$$

- mit  $f_{c,2}$  obere Grenzfrequenz (in Hz)  
 $b$  kleinere der beiden Kantenlängen des Hohlleiters (in m)

Üblicherweise wird ein Seitenverhältnis von  $a/b = 2$  gewählt, so daß  $f_{c,2} = 2 \cdot f_{c,1}$  ist.

Wegen der hohen Wellendämpfung in der Nähe der unteren Grenzfrequenz  $f_{c,1}$  sowie aufgrund mechanischer Toleranzen wird in der Praxis ein Übertragungsbereich von

$$1,25 \cdot f_{c,1} \leq f \leq 1,9 \cdot f_{c,1} \quad (\text{Gl. 2-3})$$

gewählt [1]. In international geltenden Normen wie z. B. 153-IEC sind die Maße von Rechteck- und Rundhohlleitern für verschiedene Frequenzbereiche festgelegt. Man bezeichnet diese Frequenzbereiche auch als Hohlleiterbänder. Abhängig von der Norm werden ihnen unterschiedliche Großbuchstaben zugewiesen. In der Tabelle 2-1 sind die Hohlleiterbänder mit den Bezeichnungen der zugehörigen Hohlleiter und der Flansche zusammengestellt.

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

Für die in der Meßtechnik meistens benutzten Rechteckhohlleiter sind Oberwellen-Mischer mit passenden Flanschen erhältlich. Zum Anschluß dieser Mischer an Rundhohlleiter sind entsprechende Übergänge zu verwenden, deren Dämpfung bei der Auswertung der Meßergebnisse berücksichtigt werden muß.

Tabelle 2-1 Hohlleiterbänder und zugehörige Hohlleiter

Band	Frequenz  in GHz	Bezeichnungen				Hohlleiter- innenmaße		Bezeichnungen häufig verwendeter Flansche		
		MIL-W-85	EIA	153-IEC	RCSC (britisch)	in mm	in inch	MIL-F- 3922	UG-XXX /U Equivalent (Reference)	Anmerkung
Ka	26,5 - 40,0	3-006	WR-28	R320	WG-22	7,11 x 3,56	0,280 x 0,140	54-003 68-002 67B-005	UG-599 /U - UG-381 /U	quadratisch quadratisch rund
Q	33,0 - 50,0	3-010	WR-22	R400	WG-23	5,69 x 2,84	0,224 x 0,112	67B-006	UG-383 /U	rund
U	40,0 - 60,0	3-014	WR-19	R500	WG-24	4,78 x 2,388	0,188 x 0,094	67B-007	UG-383 /U-M	rund
V	50,0 - 75,0	3-017	WR-15	R620	WG-25	3,759 x 1,879	0,148 x 0,074	67B-008	UG-385 /U	rund
E	60,0 - 90,0	3-020	WR-12	R740	WG-26	3,099 x 1,549	0,122 x 0,061	67B-009	UG-387 /U	rund
W	75,0 - 110,0	3-023	WR-10	R900	WG-27	2,540 x 1,270	0,100 x 0,050	67B-010	UG-383 /U-M	rund
F	90,0 - 140,0	3-026	WR-08	R1200	WG-28	2,032 x 1,016	0,080 x 0,040	67B-M08 / 74-001	UG-383 /U-M	rund Pin-Kontakt
D	110,0 - 170,0	3-029	WR-06	R1400	WG-29	1,651 x 0,826	0,065 x 0,0325	67B-M06 / 74-002	UG-383 /U-M	rund Pin-Kontakt
G	140,0 - 220,0	3-032	WR-05	R1800	WG-30	1,295 x 0,635	0,051 x 0,0255	67B-M05 / 74-003	UG-383 /U-M	rund Pin-Kontakt
Y	170,0 - 260,0		WR-04	R2200	WG-31	1,092 x 0,5461	0,043 x 0,0215	67B-M04 / 74-004	UG-383 /U-M	rund Pin-Kontakt
J	220,0 - 325,0		WR-03	R2600	WG-32	0,8636 x 0,4318	0,034 x 0,017	67B-M03 / 74-005	UG-383 /U-M	rund Pin-Kontakt

### Oberwellenmischung

Bei der Oberwellenmischung wird eine Oberwelle des Lokaloszillators (LO) zur Umsetzung auf eine niedrige Zwischenfrequenz verwendet. Dies hat den Vorteil, daß der Frequenzbereich des Lokaloszillators deutlich niedriger sein kann als bei Grundwellenmischung, bei der die Lokaloszillatorfrequenz immer in der gleichen Größenordnung (bei tiefliegender ZF) oder deutlich höher (bei hochliegender ZF) als das Eingangssignal (RF) sein muß. Mikrowellen-Spektrumanalysatoren verwenden auch im Basisfrequenzbereich Oberwellenmischung - der FSEK zum Beispiel ab 26,5 GHz. Um die Eindeutigkeit der Spektrumanzeige im Grundfrequenzbereich zu gewährleisten, ist am HF-Eingang des Spektrumanalysators eine mitlaufende Vorselektion realisiert. Damit kommen nur Signale auf der gewünschten Frequenz zur Anzeige. Signale auf der Spiegelfrequenz, die vom Mischer nicht unterschieden werden können, unterdrückt die Vorselektion. Eine Vorselektion ist bei externen Oberwellenmischern aufgrund der hohen Frequenzen nicht üblich. Sie wäre sehr teuer und bei extrem hohen Frequenzen auch kaum realisierbar.

Bild 2-1 zeigt den Meßaufbau für Messungen mit Hilfe von externen Oberwellen-Mischern. Dem Mischer wird ein LO-Signal mit hohem Pegel zugeführt. Im Mischer entstehen aufgrund dessen Nichtlinearität Oberwellen, die zur Umsetzung verwendet werden.

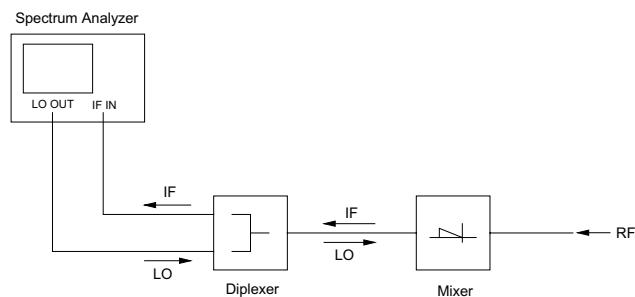


Bild 2-1: Meßaufbau für Verwendung von externen 2-Tor-Mischern.

Das in die ZF-Lage umgesetzte Signal wird von der gleichen Leitung ausgekoppelt, die auch zur Zuführung des LO-Signals verwendet wird. Durch den hohen Frequenzabstand zwischen LO- und ZF-Signal ist eine Trennung mit Hilfe eines einfachen Diplexers möglich. Dieser Diplexer kann im Mischer oder im Spektrumanalysator enthalten, aber auch als eigene Komponente realisiert sein. Mischer mit integriertem Diplexer bezeichnet man auch als 3-Tor-Mischer, Mischer ohne Diplexer als 2-Tor-Mischer. Um die Verwendung beider Arten von Mischern zu ermöglichen, bietet der FSEM bzw. FSEK einen separaten ZF-Eingang sowie einen integrierten Diplexer an.

Im LO-Zweig von Oberwellen-Mischern ist oft ein Tiefpaß enthalten, mit dem Oberwellen des zugeführten LO-Signals unterdrückt werden. Dadurch wird sichergestellt, daß sich die Oberwellen des LO-Signals nicht mit den im Mischer generierten überlagern. Dies kann je nach Phasenlage der Harmonischen zu Auslöschungen führen, was eine erhöhte Umsetzdämpfung oder Einbrüche im Frequenzgang zur Folge hat. Bei der Auswahl von externen Mischern ist daher darauf zu achten, daß die Grenzfrequenz des integrierten Tiefpasses höher ist, als die maximale LO-Frequenz des verwendeten Spektrumanalysators.

Ein an den Eingang des externen Mischers angelegtes HF-Signal und dessen Oberwellen werden mit allen Harmonischen des LO-Signals gemischt.

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

Die Mischprodukte, die dabei in die ZF des Spektrumanalysators fallen, werden am Bildschirm dargestellt. Diese müssen folgendes Kriterium erfüllen:

$$|m \cdot f_{LO} \pm n \cdot f_{RF}| = f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-4})$$

mit  $m, n = 1, 2, \dots$

$f_{LO}$       Frequenz des LO-Signals (in Hz)

$f_{RF}$       Frequenz des Eingangssignals (in Hz)

$f_{ZF}$       Zwischenfrequenz (in Hz)

Beim FSEM und FSEK ist der Lokaloszillator zwischen 7,5 GHz und 15,2 GHz abstimbar. Die Zwischenfrequenz ist 741,4 MHz. Bei einem angenommenen Eingangssignal mit der Frequenz 39 GHz ist das Kriterium nach Gl. 2-4 bei den LO-Frequenzen nach Tabelle 2-2 erfüllt.

Die Variable  $m$  entspricht dabei der Ordnung der Harmonischen des LO-Signals, mit der das Eingangssignal in die ZF-Lage umgesetzt wird. Für jede Harmonische wird das Kriterium zweimal erfüllt. Das Eingangssignal wird dabei einmal als oberes Seitenband (in Regellage) und einmal als unteres Seitenband (in Kehrlage) des Lokaloszillators dargestellt. Bei Komponenten mit  $n \neq 1$  handelt es sich um Harmonische des Eingangssignals, die z. B. im Mischer entstehen. Man erkennt, daß sie nur durch Harmonische des LO-Signals mit einer vergleichsweise hohen Ordnung  $m$  in die gewünschte ZF-Lage umgesetzt werden. Liegt der Pegel des Eingangssignals deutlich unter dem 1-dB-Kompressionspunkt des Mixers, so weisen solche Komponenten einen deutlich niedrigeren Pegel auf, da die Harmonischen des Eingangssignals gegenüber der Grundwelle ausreichend gedämpft sind und darüber hinaus die Umsetzdämpfung des Mixers mit zunehmender Ordnung  $m$  ansteigt. In der Tabelle 2-2 sind daher nur Empfangsstellen für  $n \leq 4$  aufgeführt. Komponenten mit höherem  $m$  und  $n$  sind zwar theoretisch vorhanden, wegen ihres geringen Pegels jedoch zu vernachlässigen.

Tabelle 2-2: LO-Frequenzen, für die das Kriterium nach Gl. 2-4 erfüllt wird ( $f_{ZF} = 741,4$  MHz,  $n \leq 4$ ,  $m \leq 12$ )

$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$	$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$	$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$
3	1	12,7529	8	2	9,6573	10	3	11,6259
3	1	13,2471	8	2	9,8427	10	3	11,7741
4	1	9,5647	8	3	14,5323	11	3	10,5690
4	1	9,9354	8	3	14,7177	11	3	10,7038
5	1	7,6517	9	2	8,5843	11	4	14,1144
5	1	7,9483	9	2	8,7490	11	4	14,2492
6	2	12,8764	9	3	12,9176	12	3	9,6882
6	2	13,1236	9	3	13,0824	12	3	9,8118
7	2	11,0369	10	2	7,7259	...	...	
7	2	11,2488	10	2	7,8741			

An Spektrumanalysatoren wird das aufgenommene Spektrum jedoch nicht über der LO-Frequenz, sondern über der Eingangsfrequenz aufgetragen. Vom Benutzer ist hierzu am Spektrumanalysator die Ordnung  $m'$  der Harmonischen, mit der Eingangssignale umgesetzt werden sollen, einzugeben. Sollen Signale im unteren Seitenband frequenzrichtig bei  $f_{RF}'$  dargestellt werden, so ergibt sich aus Gl. 2-4 folgende Abbildungsvorschrift

$$f_{RF}' = m' \cdot f_{LO} - f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-5})$$

mit  $m'$       vom Benutzer eingestellte Harmonische

$f_{RF}'$       Frequenz, an der eine spektrale Komponente am Spektrumanalysator abgebildet wird (in Hz).

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

Aus Gl. 2-4 ergibt sich für die LO-Frequenz  $f_{LO}$  die zur Umsetzung eines Signals im unteren Seitenband notwendig ist

$$f_{LO} = \frac{f_{ZF} + n \cdot f_{RF}}{m} \quad (\text{Gl. 2-6})$$

Setzt man Gl. 2-6 in Gl. 2-5 ein so erhält man für  $f_{RF}'$

$$f_{RF}' = m' \cdot \frac{f_{ZF} + n \cdot f_{RF}}{m} - f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-7})$$

Für Komponenten die mit einer Harmonischen der Ordnung  $m = m'$  als unteres Seitenband umgesetzt werden gilt

$$f_{RF}' = n \cdot f_{RF} \quad (\text{Gl. 2-8})$$

sie werden somit frequenzrichtig dargestellt. Für die Spiegelempfangsstellen gilt dementsprechend

$$f_{LO} = \frac{n \cdot f_{RF} - f_{ZF}}{m} \quad (\text{Gl. 2-9})$$

und

$$f_{RF}' = m' \cdot \frac{n \cdot f_{RF} - f_{ZF}}{m} - f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-10})$$

Für  $m = m'$  erhält man somit

$$f_{RF}' = n \cdot f_{RF} - 2 \cdot f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-11})$$

Wird für  $m = 3$  gewählt, so enthält das am Spektrumanalysator dargestellte Spektrum Komponenten bei den in Tabelle 2-3 aufgeführten Frequenzen (siehe auch Bild 2-2 nächste Seite). Komponenten, die innerhalb des entsprechenden Hohlleiterbands (hier Ka-Band) liegen sind grau hinterlegt.

Tabelle 2-3: Abbildung der Komponenten für  $m' = 3$  (unteres Seitenband,  $f_{ZF} = 741,4$  MHz); sinusförmiges Eingangssignal mit  $f_{RF} = 39$  GHz

$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$	$f_{RF}' / \text{GHz}$	$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$	$f_{RF}' / \text{GHz}$	$m$	$n$	$f_{LO} / \text{GHz}$	$f_{RF}' / \text{GHz}$
3	1	12,7529	37,5172	8	2	9,6573	28,2306	10	3	11,6259	34,1362
3	1	13,2471	39,0000	8	2	9,8427	28,7866	10	3	11,7741	34,5810
4	1	9,5647	27,9526	8	3	14,5323	42,8556	11	3	10,5690	30,9655
4	1	9,9354	29,0647	8	3	14,7177	43,4116	11	3	10,7038	31,3699
5	1	7,6517	22,2138	9	2	8,5843	25,0115	11	4	14,1144	41,6019
5	1	7,9483	23,1034	9	2	8,7490	25,5057	11	4	14,2492	42,0063
6	2	12,8764	37,8879	9	3	12,9176	38,0115	12	3	9,6882	28,3233
6	2	13,1236	38,6293	9	3	13,0824	38,5057	12	3	9,8118	28,6940
7	2	11,0369	32,3694	10	2	7,7259	22,4362	...	...		
7	2	11,2488	33,0049	10	2	7,8741	22,8810				

Das mit der 3. Harmonischen des LO-Signals umgesetzte Eingangssignal wird frequenzrichtig bei  $f_{RF}' = 39$  GHz dargestellt. Darunter wird im Abstand von  $2 \cdot f_{ZF} = 1,4828$  GHz das Spiegelsignal abgebildet (vgl. auch Gl. 2-11).

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

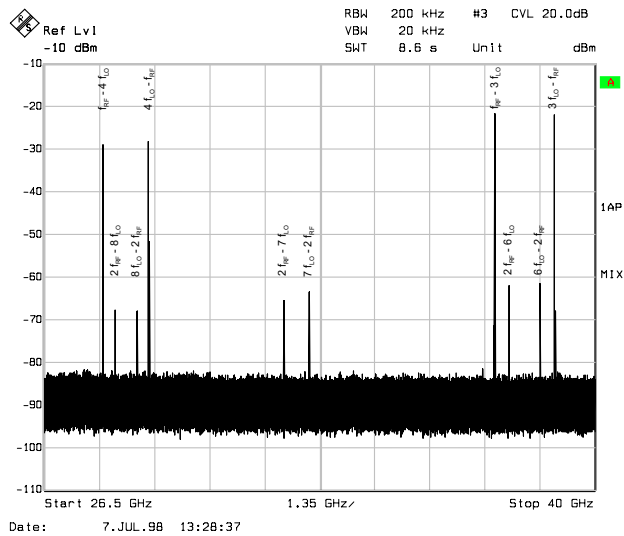


Bild 2-2: Spektrum eines 39-GHz-CW-Signals aufgenommen mit einem Oberwellen-Mischer.

Dieses Beispiel verdeutlicht, daß bereits ein einfaches Sinussignal zu sehr vielen Komponenten im dargestellten Spektrum führt. Enthält bereits das Eingangssignal mehrere spektrale Komponenten, so entstehen im Mischer neben Oberwellen gegebenenfalls auch Intermodulationsprodukte, die wiederum in die ZF-Lage umgesetzt werden. Besteht das Eingangssignal aus zwei sinusförmigen Trägern, so gilt:

$$\left| m \cdot f_{LO} \pm \left| n \cdot f_{RF,1} \pm k \cdot f_{RF,2} \right| \right| = f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-12})$$

mit  $k, n$  0, 1, 2, ...

$m$  1, 2, ...

$f_{LO}$  Frequenz des LO-Signals (in Hz)

$f_{RF,1}, f_{RF,2}$  Frequenzen der Eingangssignale (in Hz)

$f_{ZF}$  Zwischenfrequenz (in Hz)

Die Anzahl der Komponenten nimmt dadurch erheblich zu. Es ist daher günstig, den Hochpaßcharakter von Hohlleitern zur Unterdrückung von unerwünschten Eingangssignalen auszunutzen.

### Signalidentifizierung

Im vorherigen Beispiel war die Art des Eingangssignals bekannt, die Unterscheidung des „echten“ angezeigten Signals von unerwünschten Mischprodukten aufgrund von Spiegelempfang und Mischung durch andere Harmonische ist daher einfach.

Oft ist das zu messende Spektrum jedoch nicht bekannt, d.h., es müssen Kriterien gefunden werden, um unerwünschte Mischprodukte von spektralen Komponenten, die tatsächlich Bestandteil des Eingangssignals sind, unterscheiden zu können. Wie aus Gl. 2-10 zu ersehen ist, existieren für jedes Mischprodukt Spiegelempfangsstellen, die um  $f_{ZF} \cdot (m' / m + 1)$  unterhalb des jeweiligen Mischprodukts in Erscheinung treten. Für  $m = m'$  ist dieser Abstand exakt  $2 \cdot f_{ZF}$  (Gl. 2-11). Dies gilt auch für Harmonische des Eingangssignals, also für  $n \neq 1$ . Da die Frequenzbereiche der standardisierten Hohlleiterbänder jedoch deutlich kleiner als eine Oktave sind, treten diese Mischprodukte auch bei Darstellung des gesamten Bandes nicht in Erscheinung.



## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

Basierend auf diesem Kriterium läßt sich folgender Algorithmus realisieren: Neben dem eigentlichen Meß-Sweep, in dem das untere Seitenband als „erwünscht“ definiert ist, wird zusätzlich ein Referenz-Sweep durchgeführt. Bei diesem Referenz-Sweep wird die Frequenz des LO-Signals so abgestimmt, daß die vom Benutzer gewählte Harmonische des LO-Signals (Ordnung  $m'$ ) gegenüber dem Meß-Sweep um  $2 \cdot f_{ZF}$  nach unten versetzt ist (siehe Bild 2-3).

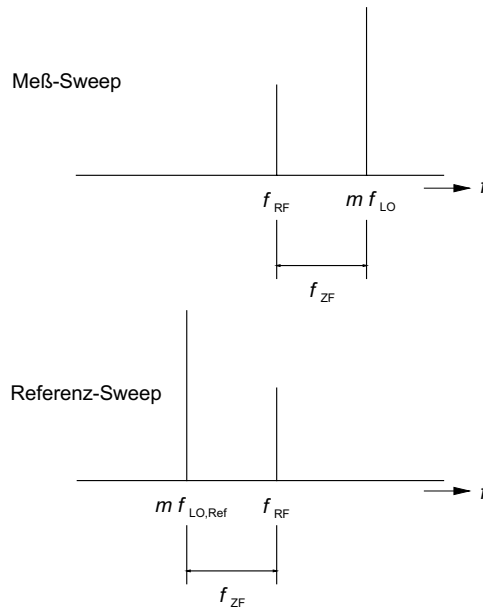


Bild 2-3: Signalidentifizierung mit Hilfe eines Referenz-Sweeps

Für diesen Referenz-Sweep wird das obere Seitenband als „erwünscht“ definiert, Gl. 2-5 wird somit zu

$$f_{RF,Ref}' = m' \cdot f_{LO,Ref} + f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-13})$$

mit  $f_{RF,Ref}'$  Frequenz, an der eine spektrale Komponente im Referenz-Sweep abgebildet wird (in Hz)

$f_{LO,Ref}$  LO-Frequenz im Referenz-Sweep (in Hz)

Dementsprechend wird Gl. 2-6 zu

$$f_{LO,Ref} = \frac{n \cdot f_{RF} - f_{ZF}}{m} \quad (\text{Gl. 2-14})$$

Durch einsetzen von Gl. 2-14 in Gl. 2-13 erhält man wiederum

$$f_{RF,Ref}' = m' \cdot \frac{n \cdot f_{RF} - f_{ZF}}{m} + f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-15})$$

Für Spiegelempfangsstellen gilt

$$f_{LO,Ref} = \frac{n \cdot f_{RF} + f_{ZF}}{m} \quad (\text{Gl. 2-16})$$

und somit

$$f_{RF,Ref}' = m' \cdot \frac{n \cdot f_{RF} + f_{ZF}}{m} + f_{ZF} \quad (\text{Gl. 2-17})$$

Setzt man in Gl. 2-17  $m' = m$ , so erkennt man, daß Spiegelempfangsstellen im Gegensatz zum Meß-Sweep um  $2 \cdot f_{ZF}$  oberhalb des tatsächlichen Eingangssignals abgebildet werden (vgl. Gl. 2-8). Es

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

können somit Spiegelempfangsstellen und andere unerwünschte Mischprodukte als solche erkannt werden (siehe Bild 2-4).

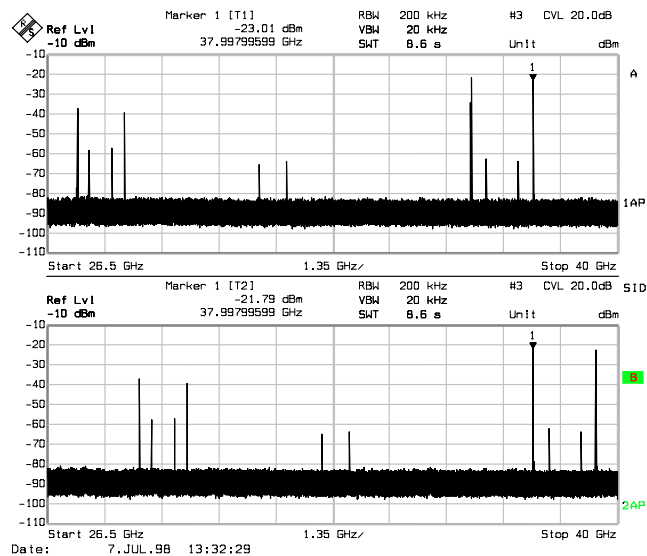


Bild 2-4: Meß-Sweep (oben) und Referenz-Sweep (unten).  
Eingangssignal mit  $f_{RF} = 38$  GHz

Ein „echtes“ Signal soll in Meß- und Referenz-Sweep an der gleichen Stelle zur Anzeige gebracht werden, d.h.  $f_{RF}' = f_{RF,Ref}'$ . Ist  $m'$  in beiden Sweeps gleich, so ergibt sich daraus für die einzustellende LO-Frequenz  $f_{LO,Ref}$  im Referenz-Sweep

$$f_{LO,Ref} = f_{LO} - \frac{2 \cdot f_{ZF}}{m'} \quad (\text{Gl. 2-18})$$

Neben dieser Methode zur Signalidentifizierung durch Variation der LO-Frequenz besteht auch die Möglichkeit durch Verändern des Pegels des Eingangssignals dargestellte Komponenten zu identifizieren:

Variiert man den Pegel des Eingangssignals um  $\Delta L$  / dB, so verändert sich der Pegel von dargestellten, „echten“ Komponenten im gleichen Maße. Die Pegel von Intermodulationsprodukten und Oberwellen, die im Mischer entstehen, verändern sich hingegen gemäß ihrer Ordnung  $n$ , d.h., eine Veränderung des Eingangspegels um 1 dB führt zu einer Pegeländerung von  $n$  dB. Dies setzt voraus, daß diese Intermodulationsprodukte und Oberwellen ausschließlich im Mischer entstehen. Es ist daher darauf zu achten, daß das Eingangssignal stets frei von solchen Produkten ist. Ferner ist auch sicherzustellen, daß der ZF-Eingang des Spektrumanalysators nicht übersteuert wird.

Da eine Variation des Eingangspegels nur durch den Benutzer möglich ist, eignet sich dieses Verfahren im Gegensatz zur Signalidentifizierung durch Variation der LO-Frequenz nicht zur Implementierung in einem Spektrumanalysator.

### Leistungsmerkmale von Mischern

Bei Oberwellen-Mischern unterscheidet man zwischen Ein- und Zwei-Dioden-Mischern. Bei den meisten am Markt erhältlichen Mischern handelt es sich um Ein-Dioden-Mischer, da diese einfacher zu realisieren sind. Diese Mischer arbeiten prinzipiell sowohl mit geraden als auch ungeraden Harmonischen des LO-Signals.

Nachteil dieses Konzepts ist das benötigte Biasing. Dem Mischer wird hierzu über die LO-Leitung auch eine Gleichspannung zugeführt. Diese Gleichspannung ist frequenzabhängig auf minimale Umsetzdämpfung des Mixers abzugleichen, wodurch automatische Messungen bei verschiedenen Frequenzen erschwert werden.

Die aufwendigeren Zwei-Dioden-Mischer benötigen kein Biasing, man spricht daher auch von Zero-Bias-Mischern. Um minimale Umsetzdämpfung zu erreichen sind diese Mischer üblicherweise auf geradzahlig Harmonischen zu betreiben.

Bei der Auswahl von Mischern sind auch Merkmale wie

- benötigte, sowie maximal zulässige LO-Leistung,
- zulässiger LO-Frequenzbereich,
- Umsetzdämpfung,
- Frequenzgang der Umsetzdämpfung innerhalb kleiner Frequenzabschnitte,
- Ordnung der Harmonischen, für die die angegebene Umsetzdämpfung gilt,
- Abhängigkeit der Umsetzdämpfung vom LO-Pegel,
- zulässige Zwischenfrequenz

zu beachten. Üblicherweise wird neben dem optimalen LO-Pegel, bei dem minimale Umsetzdämpfung erzielt wird, zusätzlich die maximale LO-Leistung spezifiziert, mit der der Mischer verwendet werden kann ohne Schaden zu nehmen. Aufgrund des im Abschnitt „Oberwellenmischung“ beschriebenen Tiefpasses im LO-Zweig des Mixers ist auf den nutzbaren LO-Frequenzbereich zu achten. Ist im Mischer bereits ein Diplexer enthalten, so ist zusätzlich sicherzustellen, daß die Zwischenfrequenz des Spektrumanalysators innerhalb der Bandbreite des ZF-Tors des Mixers liegt.

Neben einer möglichst geringen Umsetzdämpfung für hohe Empfindlichkeit ist für einen geringen Pegelfehler ein kontinuierlicher Frequenzgang wichtig. Schmalbandige Einbrüche oder Sprünge im Frequenzgang können nur schwer in der Pegelkorrektur am Spektrumanalysator berücksichtigt werden.

Die angegebene Umsetzdämpfung gilt nur für eine bestimmte Ordnung der Harmonischen. Wird am Spektrumanalysator eine andere Harmonische gewählt, so führt eine Pegelkorrektur mit den mitgelieferten Werten der frequenzabhängigen Umsetzdämpfung zu falschen Meßergebnissen. Um möglichst reproduzierbare Ergebnisse zu erhalten sollte die Abhängigkeit der Umsetzdämpfung vom LO-Pegel möglichst gering sein.

### Anforderungen an den Spektrumanalysator und Realisierung im FSE

#### Ordnung der LO-Harmonischen

Um eine geringe Umsetzdämpfung des externen Mischers zu erreichen sollte die Ordnung der Harmonischen, mit der Eingangssignale umgesetzt werden sollen, möglichst niedrig sein. Dies erfordert, daß der Frequenzbereich des Lokaloszillators möglichst hoch ist. Mit einem Frequenzbereich des Lokaloszillators von 7,5 bis 15,2 GHz bieten die Spektrumanalysatoren FSEM und FSEK dazu gute Voraussetzungen.

Ein hoher LO-Frequenzbereich und die damit verbundene niedrige Ordnung  $m'$  ist auch bei Phasenrauschmessungen an Mikrowellensignalen von Vorteil.

Durch die Vervielfachung erhöht sich auch das Phasenrauschen um den Vervielfachungsfaktor. Für eine Harmonische der Ordnung  $m'$  ergibt sich das SSB-Phasenrauschen zu [2]

$$L_{\text{PN}m'}(f_{\text{off}}) = L_{\text{LO}}(f_{\text{off}}) + 20 \lg(m') \text{dB} \quad (\text{Gl. 2-19})$$

mit  $L_{\text{PN}m'}(f_{\text{off}})$  Einseitenband-Phasenrauschen der Harmonischen der Ordnung  $m'$  bei einem Trägerabstand  $f_{\text{off}}$  (in dBc(Hz))

$L_{\text{LO}}(f_{\text{off}})$  Einseitenband Phasenrauschen des LO-Signals bei einem Trägerabstand  $f_{\text{off}}$  (in dBc(Hz)).

Im Bild 2-5 ist das typische Einseitenband-Phasenrauschen des Lokaloszillators des FSE dargestellt.

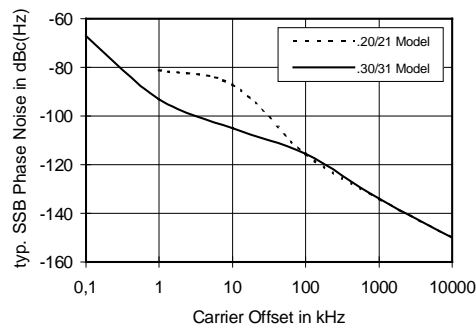


Bild 2-5: Typisches Einseitenband-Phasenrauschen des Lokaloszillators des FSEM / FSEK

Das Gesamttrauschmaß des Systems bestehend aus Spektrumanalysator und externem Mischer setzt sich zusammen aus dem Rauschmaß am ZF-Eingang des Spektrumanalysators plus der Umsetzdämpfung des Mischers und zusätzlich dem Durchschlag des Seitenbandrauschens des Lokaloszillators auf der Zwischenfrequenz. Als Maß für die Empfindlichkeit wird üblicherweise der **Displayed Average Noise Level** ( $L_{\text{DAN}}$ ), also der angezeigte mittlere Rauschpegel bei einer bestimmten ZF-Bandbreite spezifiziert. Es gilt:

$$L_{\text{DAN}} = -174 \text{ dBm(Hz)} + a_{\text{CVL}} + NF_{\text{SA}} + (10 \cdot \lg \frac{B_{\text{ZF}}}{\text{Hz}}) \text{dB} - 2,5 \text{ dB} \quad (\text{Gl. 2-20})$$

mit  $L_{\text{DAN}}$  Displayed Average Noise Level (in dBm)

$a_{\text{CVL}}$  Umsetzdämpfung des externen Mischers (in dB)

$NF_{\text{SA}}$  Rauschmaß des Analysators am ZF-Eingangs (in dB)

$B_{\text{ZF}}$  Rauschbandbreite des ZF-Filters (in Hz).

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

Der Wert -174 dBm entspricht der Rauschleistung in 1 Hz Bandbreite eines 50- $\Omega$ -Widerstands bei einer Umgebungstemperatur von 290 K. Der Korrekturwert 2,5 dB ist aufgrund der Mittelung im logarithmischen Pegeldarstellungsbereich notwendig.

FSEM bzw. FSEK haben an den ZF-Eingängen ein Rauschmaß von typisch 7,5 dB.

Einflüsse des breitbandigen Rauschens des Lokaloszillators sind in Gl. 2-20 nicht berücksichtigt. Die Empfindlichkeit kann dadurch zusätzlich verringert werden. Bei offenem ZF-Eingang und Auswahl des 2-Tor-Mischers zeigt der FSEM oder FSEK um etwa 3 dB höheres Rauschen an als bei 3-Tor-Mischern.

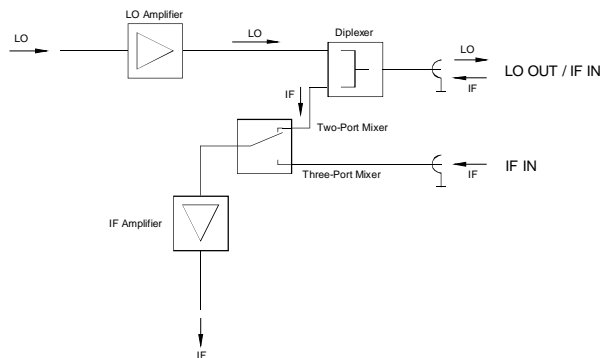


Bild 2-6: LO-Verstärker und Diplexer im FSE

Breitbandiges Rauschen am Ausgang des LO-Verstärkers wird bei Auswahl von 2-Tor-Mischern im Diplexer direkt auf den ZF-Pfad eingespeist und führt zu der oben beschriebenen erhöhten Rauschanzeige (s. Bild 2-6).

### Zwischenfrequenz

Je höher die Zwischenfrequenz des Spektrumanalysators ist, desto größer ist auch der Abstand, in dem die Spiegelemfangsstelle auf der Frequenzachse abgebildet wird (vgl. Gl. 2-11). Mischprodukte, die durch die Umsetzung der Grundwelle des Eingangssignals ( $n = 1$  in Gl. 2-4) durch Harmonische des LO-Signals entstehen, weisen einen deutlich höheren Pegel als andere Mischprodukte auf. Sie sind daher relativ leicht zu erkennen.

Bei einem einzigen modulierten oder unmodulierten Eingangssignal ergibt sich bei der Abbildung auf die Frequenzachse um dieses Signal ein quasi-eindeutiger Bereich von  $2 \cdot f_{ZF}$ , in dem keine Signalidentifizierung notwendig ist. Aufgrund der hohen ZF von 741,4 MHz ist der eindeutige Bereich beim FSEM und FSEK 1,4828 GHz. Dies ist für viele Messungen ausreichend, um ohne zusätzliche Maßnahmen das Signalspektrum eindeutig zu messen.

### Lokaloszillator-Pegel

Der Pegel des LO-Signals muß hinreichend hoch sein, so daß die einwandfreie Funktion des Mischers auch bei Verwendung eines verlustbehafteten Kabels zur Zuführung des LO-Signals zum Mischer gegeben ist. Der Frequenzgang des LO-Pegels sollte möglichst gering sein.

Bei Verwendung von 2-Tor-Mischern ist ein Diplexer im Spektrumanalysator vorteilhaft. Die Verwendung eines externen Diplexers sowie die damit notwendige Berücksichtigung der Einfügedämpfung bei der Pegelmessung entfallen dadurch.

## **Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren**

Der FSEM bzw. FSEK verfügt neben einem internen Diplexer auch über eine zusätzliche Buchse zur Zuführung von ZF-Signalen (Buchse „IF IN“ in Bild 2-6). Damit können wahlweise 2-Tor- oder 3-Tor-Mischer ohne zusätzliche externe Komponenten verwendet werden.

### **Verfahren zur Signalidentifizierung**

Neben den Hardware-Anforderungen sind auch Verfahren zur Signalidentifizierung wichtig für eine unkomplizierte Verwendung von Oberwellen-Mischern. Im FSEM bzw. FSEK ist das im Abschnitt „Signalidentifizierung“ beschriebene Verfahren implementiert. Neben dem „manuellen“ Vergleich durch den Benutzer können Meß- und Referenz-Sweep auch automatisch verglichen werden. Im angezeigten Spektrum sind unerwünschte Mischprodukte ausgeblendet. Dadurch ist eine schnelle, fortlaufende Signalidentifizierung möglich.

### **Hinweise zur Messung**

Um möglichst genaue und reproduzierbare Meßergebnisse zu erhalten, sind folgende Punkte zu beachten:

- Zur Zuführung des LO-Signals zum Mischer ist ein dämpfungsarmes Kabel mit geringem Frequenzgang zu verwenden. Normalerweise wird die Umsetzdämpfung eines Mixers für einen bestimmten LO-Pegel angegeben. Für eine hohe Genauigkeit ist es daher wichtig, diesen Pegel am LO-Tor des Mixers einzuhalten.
- Bei der Pegelkorrektur am Spektrumanalysator ist auch die Einfügungsdämpfung des zum Abgriff des ZF-Signals verwendeten Kabels zu berücksichtigen.
- Wird ein externer Diplexer zum Anschluß von 2-Tor-Mischern verwendet, so ist die Einfügungsdämpfung des ZF-Pfads des Diplexers bei der Pegelkorrektur am Spektrumanalysator zu berücksichtigen.

Die Rückflußdämpfung von Oberwellen-Mischern ist oft gering (typ. VSWR > 2,5:1). Weist das Meßobjekt ebenfalls eine schlechte Ausgangsanpassung auf, so kann die tatsächliche Umsetzdämpfung von den angegebenen Werten deutlich abweichen. Zur Erhöhung der Meßgenauigkeit ist daher die Verwendung eines Dämpfungsglieds oder Isolators zwischen Mischer und Meßobjekt hilfreich. Die Einfügungsdämpfung dieser Komponenten verringert jedoch die Empfindlichkeit der Anordnung aus Spektrumanalysator und Mischer. Zusätzlich ist die Einfügungsdämpfung bei der Pegelkorrektur am Spektrumanalysator zu berücksichtigen.

### 3 Betrieb von externen Mixern am FSE

Der Betrieb von externen Mixern am FSE soll anhand folgenden Beispiels erläutert werden:

Am Eingang eines Vervielfachers wird ein sinusförmiges Signal mit  $f = 14,5$  GHz angelegt. Das Spektrum am Ausgang des Vervielfachers soll im Bereich von 52 bis 60 GHz mit Hilfe des FSE und einem 2-Tor-Mischer für das V-Band aufgenommen werden. Es handelt sich dabei um einen Zwei-Dioden-Mischer. Die frequenzabhängige Umsetzdämpfung dieses Mixers ist bereits in einer Datei auf der Festplatte des FSE abgelegt (Dateiname „EXTMIX\_V“).

Der Mischer ist zunächst an den Hohlleiterausgang der Signalquelle anzuschließen. Das LO/ZF-Tor ist mit Hilfe eines dämpfungsarmen Koaxialkabels mit der Buchse „LO OUT / IF IN“ des FSE zu verbinden.

Nach aktivieren der externen Mischung durch

➤ [ **INPUT : EXTERNAL MIXER** ] (1)

ist die Betriebsart **BAND LOCK ON** mit Hilfe des entsprechenden Umschalters zu aktivieren:

➤ [ **INPUT : EXTERNAL MIXER : BAND LOCK ON / OFF** ]. (2)

Mit

➤ [ **INPUT : EXTERNAL MIXER : SELECT BAND** ] (3)

erreicht man eine Tabelle, die Parameter für die einzelnen Hohlleiterbänder enthält. Aus dieser Tabelle ist das gewünschte Band, hier Band V, auszuwählen.

➤ [ **INPUT : EXTERNAL MIXER : SELECT BAND : BAND** ] (4)  
Auswahl des Bandes mit Cursor-Tasten und ENTER

Nach Auswahl des Bandes ist die frequenzabhängige Umsetzdämpfung zu aktivieren. Hierzu ist die Datei, welche die Umsetzdämpfung des verwendeten Mixers enthält, auszuwählen.

➤ [ **INPUT : EXTERNAL MIXER : SELECT BAND : CONV LOSS TABLE** ] (5)  
Auswahl der Datei „EXTMIX\_V“ mit Cursortasten und ENTER

Die Datei enthält bereits alle erforderlichen Parameter, so daß keine weiteren Einstellungen mehr notwendig sind. Die getroffene Auswahl der Datei bleibt für das selektierte Band gespeichert. Wird zu einem späteren Zeitpunkt wieder dieser Mischer für Messungen verwendet, so sind lediglich die Schritte 1 bis 4 auszuführen.

Nach Verlassen der Auswahltabelle mit der Taste  $\uparrow$  (Menu-Up) wird automatisch ein Span eingestellt, mit dem das gesamte V-Band, also 50 bis 75 GHz, abgedeckt wird. Der zu untersuchende Frequenzbereich ist mit

➤ [ **FREQUENCY START : 52 GHz** ]

und

➤ [ **FREQUENCY STOP : 60 GHz** ]

einzustellen. Um später eine sichere Signalidentifizierung mit Hilfe der Funktion **AUTO ID** zu ermöglichen, ist die Videobandbreite mit

➤ [ **SWEEP COUPLING : VIDEO BW MANUAL : 1 MHz** ]

zu verringern. Man erhält das im Bild 3-1 dargestellte Spektrum.

## Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren

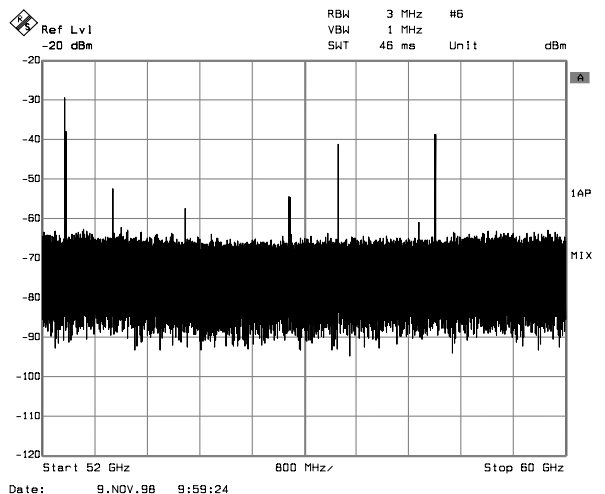


Bild 3-1: Spektrum am Ausgang des Vervielfachers aufgenommen mit Hilfe eines externen Mischers

Um das echte Eingangssignal identifizieren zu können wird die Funktion AUTO ID aktiviert.

➤ [ INPUT : EXTERNAL MIXER : SIGNAL ID : AUTO ID ]

AUTO ID arbeitet nach dem in Abschnitt 2.3 beschriebenen Prinzip. Neben dem eigentlichen Meß-Sweep wird ein Referenz-Sweep durchgeführt, in dem die LO-Frequenz gemäß Gl. 2-18 nach unten versetzt ist. Die in beiden Sweeps aufgenommenen Spektren werden miteinander automatisch verglichen und das Ergebnis zur Anzeige gebracht. Unerwünschte Mischprodukte sind in der angezeigten Meßkurve ausgeblendet. Man erhält die in Bild 3-2 dargestellte Anzeige.

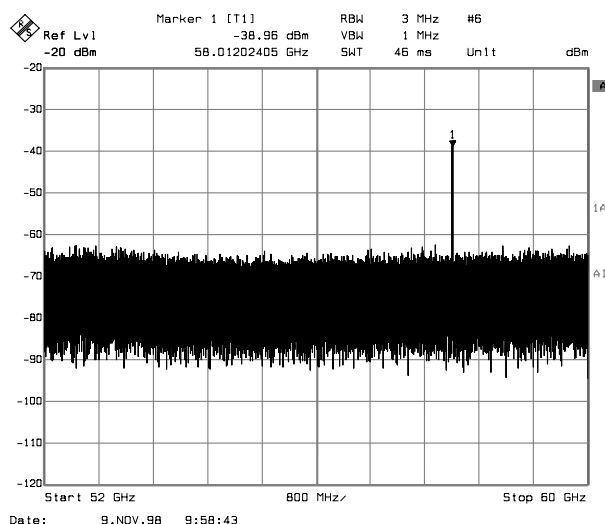


Bild 3-2: Ausgangsspektrum des Vervielfachers aufgenommen mit Hilfe eines externen Mischers und AUTO ID

Da im Referenz-Sweep die LO-Frequenz nach unten versetzt ist, kann die Umsetzdämpfung des Mischers in Meß- und Referenz-Sweep unterschiedlich sein. Gründe hierfür sind die über der Frequenz variierende LO-Ausgangsleistung des Spektrumanalysators sowie nicht-ideale Eigenschaften des Mischers. Beim Vergleich der Signalpegel in Meß- und Referenz-Sweep muß daher eine gewisse Toleranz zugelassen werden, die mit

➤ [ INPUT : EXTERNAL MIXER : SIGNAL ID : AUTO ID THRESHOLD : {Wert} dB ]



## **Frequenzbereichserweiterung von Spektrumanalysatoren**

vom Benutzer einzustellen ist. Diese Toleranz muß mindestens so groß wie der Unterschied der Umsetzdämpfung in Meß- und Referenz-Sweep sein, da andernfalls echte Eingangssignale unter Umständen nicht pegelrichtig dargestellt werden. In obigem Beispiel wurde die Toleranz auf 5 dB gesetzt.

Die Umsetzdämpfung des Mischers ist bei der Anzeige bereits berücksichtigt. Lediglich die Einfügedämpfung  $a_0$  @ 741,4 MHz des zum Abgriff des ZF-Signals verwendeten Kabels ist bei der Ermittlung des Signalpegels zu berücksichtigen. Der tatsächliche Pegel des Eingangssignals ist um  $a_0$  höher.

### 4 Literatur

- [1] Janssen, W.: Hohlleiter und Streifenleiter. Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1977
- [2] Engelson, M.: Sideband noise measurement using the spectrum analyzer. Application note 26W-7047, Tektronix

### 5 Bestellinformationen

#### Spektrumanalysator

FSEM 20	(9 kHz .. 26.5 GHz)	1080.1505.20
FSEM 21	(9 kHz .. 26.5 GHz, mit Ausgang für externe Mischer)	1080.1505.21
FSEM 30	(20 Hz .. 26.5 GHz)	1079.8500.30
FSEM 31	(20 Hz .. 26.5 GHz, mit Ausgang für externe Mischer)	1079.8500.31
FSEK 20	(9 kHz .. 40 GHz)	1088.1491.20
FSEK 21	(9 kHz .. 40 GHz, mit Ausgang für externe Mischer)	1088.1491.21
FSEK 30	(20 Hz .. 40 GHz)	1088.3494.30
FSEK 31	(20 Hz .. 40 GHz, mit Ausgang für externe Mischer)	1088.3494.31

#### Notwendiges Zubehör für FSEM / FSEK, Modelle 20 / 30:

FSE-B21	(Ausgang für externe Mischer)	1084.7243.02
---------	-------------------------------	--------------

