

## Erfahrungsbericht zum 24 GHz-Transverter nach DB6NT

von Jürgen Dahms, DC0DA, Brandbruchstr. 17, D-4600 Dortmund 30

Der in DUBUS 1/88 beschriebene Transverter wurde komplett nachgebaut. Für die Spiegelumschaltung verwende ich ebenfalls einen 4-Tor Hohlleiterschalter nach DK1UV.

### Zum Sende- Empfangsmischer:

Anstelle des teuren NE700 wurde im Sendemischer ein normaler MGF 1302 mit gutem Erfolg eingesetzt. Zusätzliche Anpassungsmaßnahmen waren nicht erforderlich. Der Sende- Empfangsbaugruppe wurde das 3-Kreis Hohlleiterfilter nach DB6NT vorgeschaltet und die Baugruppe mit ca. 8 mW Oszillatorleistung auf 12 GHz angesteuert. Trotz Verwendung einer niedrigen ZF von 144 MHz (FT290R) konnte bei einer Senderausgangsleistung auf der Nutzfrequenz 24192 MHz von ca. 0.5 mW eine LO-Unterdrückung von fast 12 dB erreicht werden. Die Spiegelfrequenz, sowie die übrigen Harmonischen waren dabei um mehr als 16 dB unterdrückt (siehe Plotterdiagramm vom Analyser). Das Empfangsteil arbeitet völlig problemlos, ohne irgendeine Schwingneigung zu zeigen und ist wesentlich empfindlicher als mein Erstaufbau nach DB6NT mit Diodenmischer. Anstelle des BFQ69 wurde der äquivalente Typ BFQ65 eingesetzt.

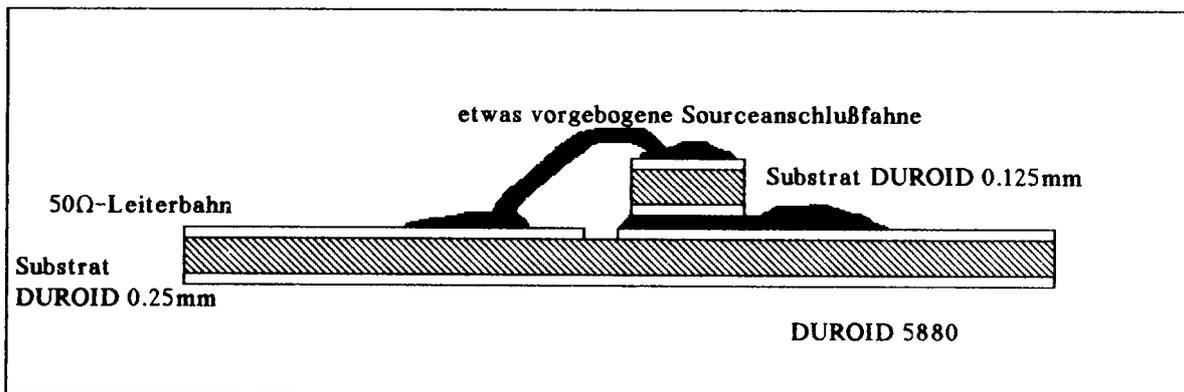
### Konzept einer Abgleichhilfe:

Wie kann diese Baugruppe inklusive Hohlleiterfilter OHNE Spektrumanalyser optimiert werden, speziell bei niedrigen Zwischenfrequenzen? Hierzu möchte ich folgenden Weg kurz beschreiben, der sich schon mehrmals in der Praxis bei mir bestens bewährt hat und neben einem Abgleich am Analyser die genaueste Methode darstellt.

Nach der Skizze wird ein einfacher Diodenvervielfacher bzw. Detektor aufgebaut. Weitere Voraussetzung ist ein 9cm-Konverter und eine 10 GHz-Signalquelle (es geht auch ein 1152 MHz-Signal aus einer LO-Aufbereitung). Im Blockdiagramm habe ich die Abgleichhilfe für die Senderoptimierung schematisch aufgezeigt. Wichtig hierbei ist, daß die Pegel über verlustreiches Kabel *direkt* auf die Baugruppe eingespeist werden und keine Energie durch den Freiraum übertragen wird (der Diodenvervielfacher bzw. -mischer sollte daher mittels Blechkästchen abgeschirmt werden). Die eigentliche Optimierung der 24 GHz- Baugruppe erfolgt nun durch Beobachten des verwertbaren Nutzsignales mit Hilfe des S-Meters am schmalbandigen ZF-Nachsetzers. Auch eine Beurteilung des SSB-Signales durch Abhören mit dem Kopfhörer ist möglich. In ähnlicher Weise kann auch der Empfänger optimiert werden, wie im Blockschaltbild dargestellt. Die beschriebene Methode führt sehr verlässlich und immer zum Ziel. Reine Messungen mit einem breitbandigem Bolometer können bei Verwendung niedriger Zwischenfrequenzen sehr leicht zum Fehlableich führen!

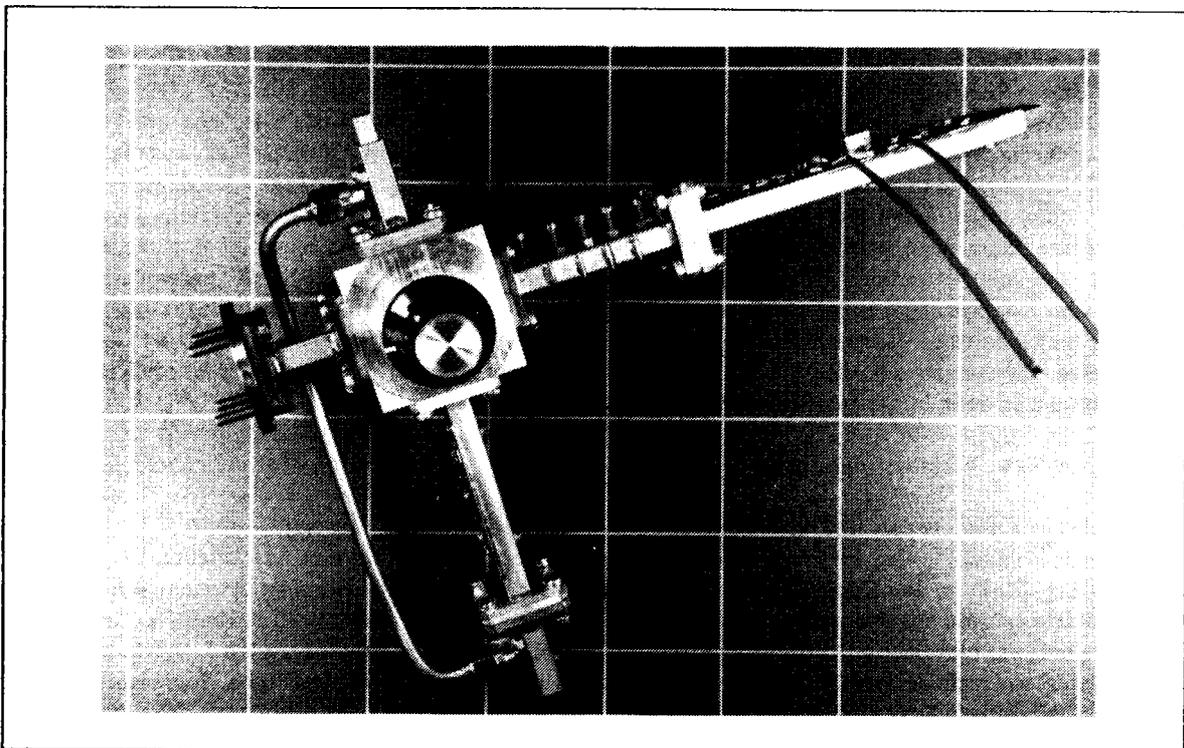
### Zum Sende- bzw. Empfangsverstärker:

Auch diese Baugruppe ließ sich ohne Probleme nachempfinden. Eingesetzt wurden 3x MGF1303 des preisgünstigsten Types. Hier waren allerdings, wie auch DB6NT bereits beschrieben hat, am Ein- und Ausgang direkt an den Koppelstiften größere Optimierungsfahnen notwendig. Zwischen den einzelnen Verstärkerstufen wurden neben den selbstgebauten Koppelkondensatoren (0.125mm starkes DURO-ID 5880, 1x1mm, einseitig auf Leiterbahn gelötet, Verbindung zur weiterführenden Leiterbahn mittels aufgelöteter abgeschnittener Sourceanschlußfahne) Fähnchen aus abgeschnittenen Sourceanschlüssen angelötet und mittels Holzstab durch Hochbiegen optimiert.

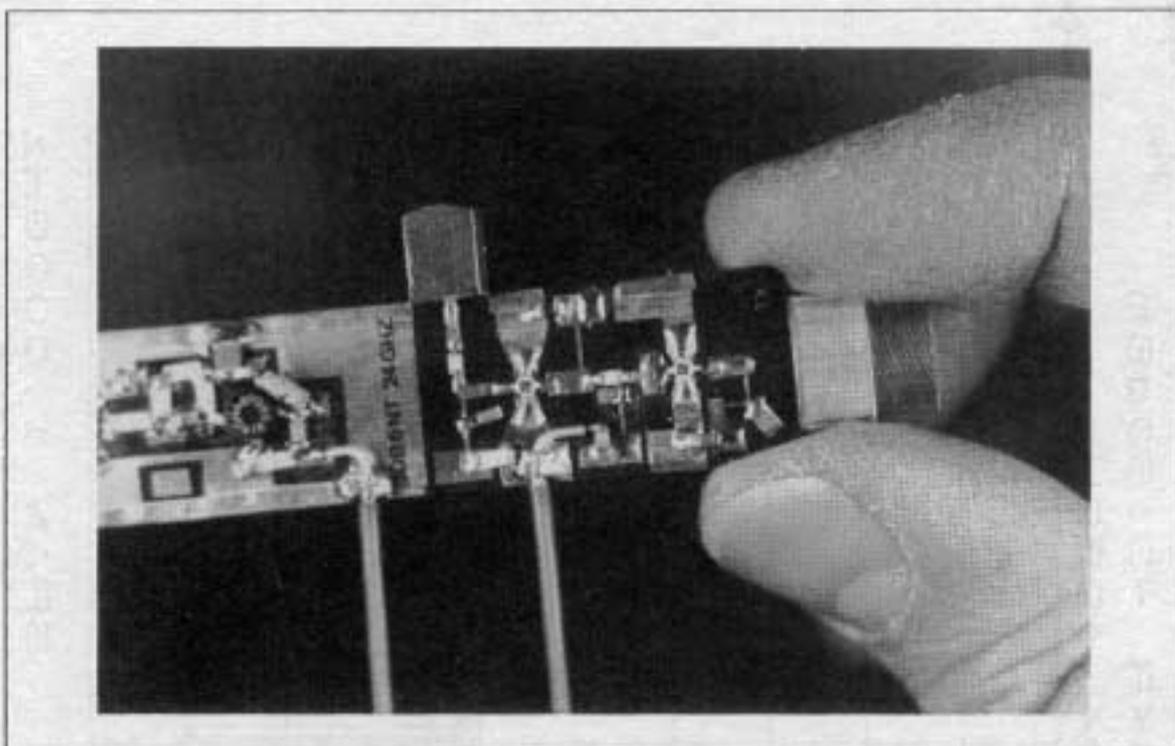


Kompensationsfahnen an den Source-Durchkontaktierungen erbrachten bei meinem Aufbau kaum eine Verbesserung in der Durchgangsverstärkung; sie wirkten auch nur bei dem mittlerem GaAs-FET. Die Fahnen müssen direkt am FET-Gehäuse, dort wo das Source-Fähnchen heraustritt, angelötet werden. Der Baustein arbeitet bei mir ohne Schwingneigung sowohl als Sende-, als auch als Empfangsverstärker bei 8V Versorgungsspannung und 16 dB Durchgangsverstärkung.

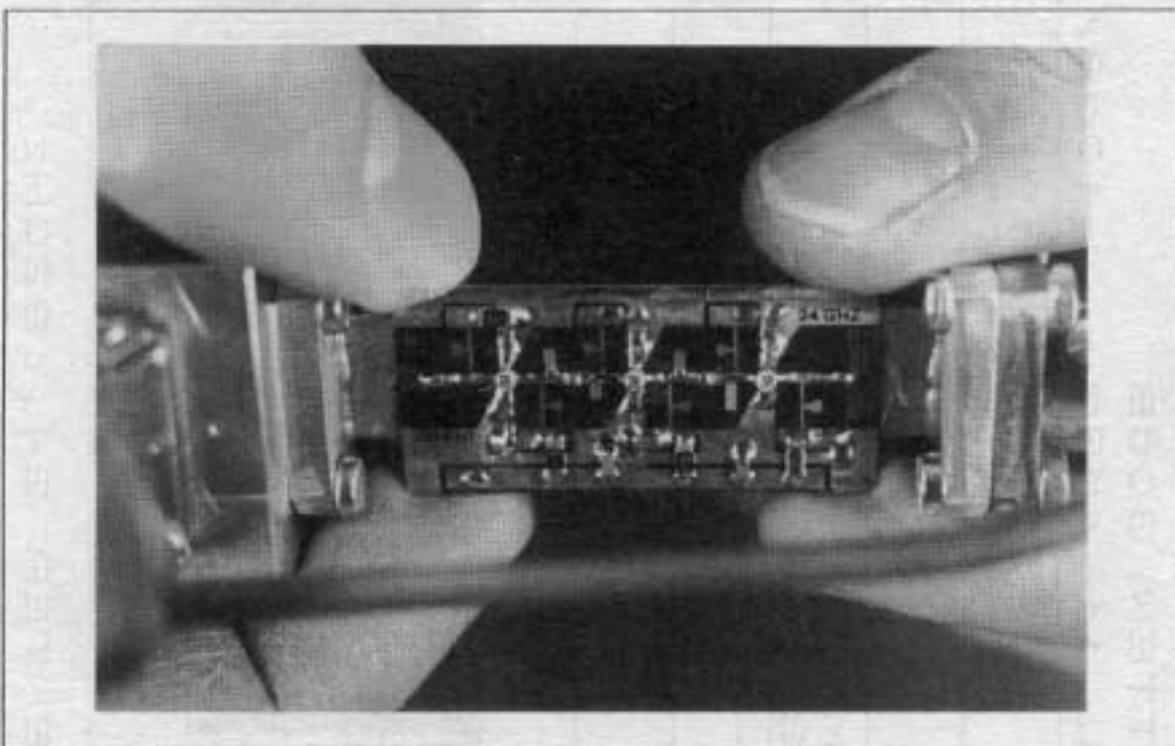
Das Resultat eines optimierten Verstärkers von DB6NT in einem geschlossenen Aluminiumgehäuse mit Hohlleiter- Ein- und Ausgang ist aus den Plotterdiagrammen ersichtlich. Wie aus der Verstärkungskurve hervorgeht, trägt der Baustein sogar noch zur weiteren Selektion des Transvertersystems bei. Ebenfalls ist das relativ gute Eingangs SWR erkennbar und meßtechnisch dargestellt. Leider konnte bislang die Eingangsrauschzahl in Ermangelung einer geeigneten Rauschquelle mit stoßstellenarmen Hohlleiterübergang nur über Vergleichsmessungen ermittelt werden. Sie liegt nach Erfahrungen von DB6NT und mir weit unter 10dB.



24 GHz-Transverter nach DB6NT von DC0DA



*24 GHz-Transverter Mischer und LO nach DB6NT von DC0DA*

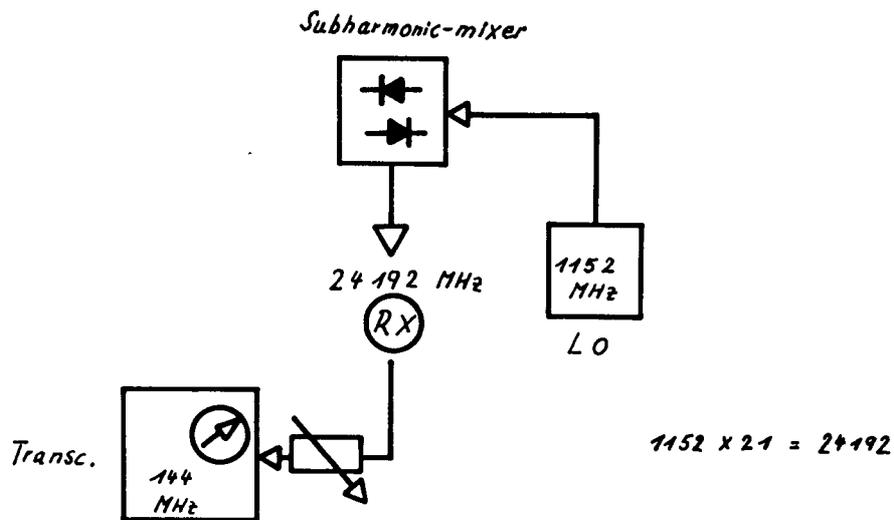
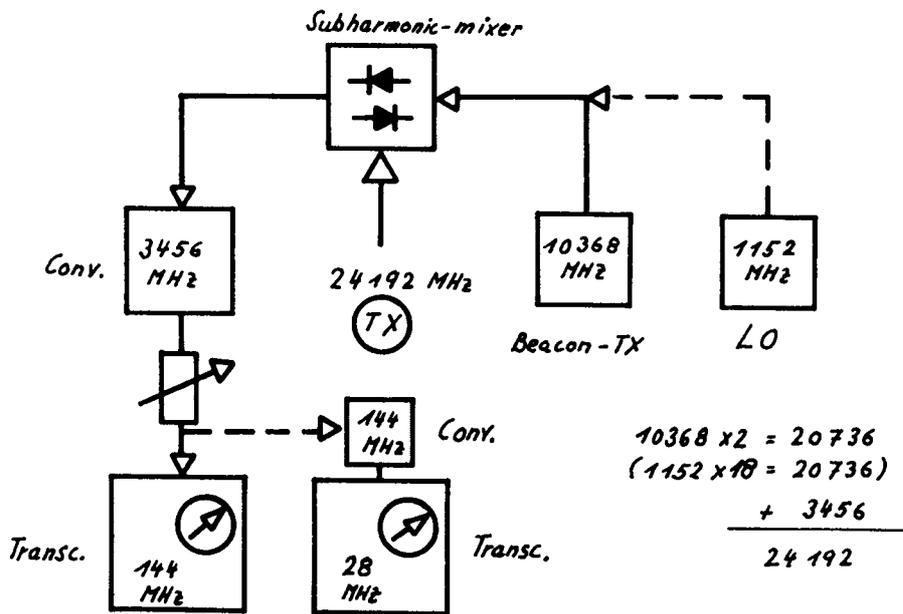
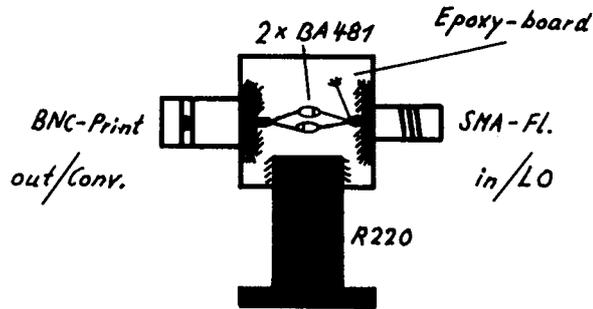


*3-stufiger 24 GHz Verstärker nach DB6NT von DC0DA*



Einfacher „Vervielfacher“ (zur Optimierung des RX)

Einfacher „Dedektor“ (zur Beurteilung u. Optimierung des TX)





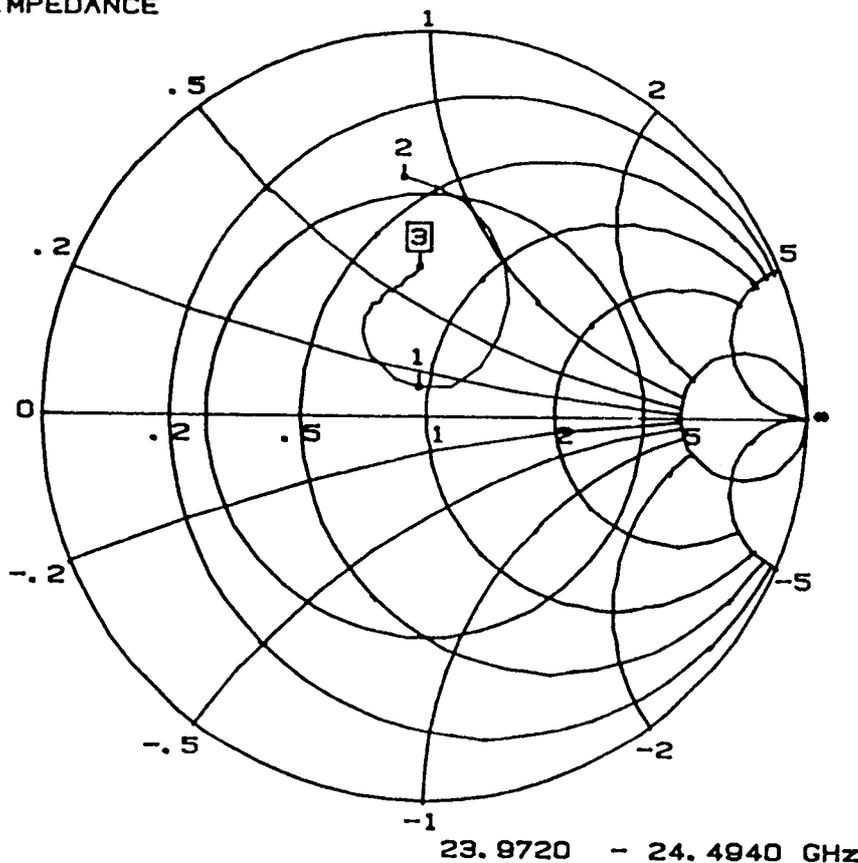
**WILTRON**

300 NETWORK ANALYZER

MODEL: DB6NT                      DATE: 12\_3\_88  
 DEVICE: 24GHZ\_VERST            OPERATOR: KUHNE

START: 23.9720 GHz            GATE START:                      ERROR CORR: 12 - TERM  
 STOP: 24.4940 GHz            GATE STOP:                      AVERAGING: 10 PTS  
 STEP: 18.0 MHz                GATE:                              IF BNDWTH: REDUCED  
 WINDOW:

S11 FORWARD REFLECTION  
 IMPEDANCE



CH 1 - S11  
 0.000 p e dly

MARKER 3  
 24.4940 GHz  
 35.814 Ω  
 32.888 jΩ

▷MARKER TO MAX  
 MARKER TO MIN

1 24.1340 GHz  
 ↓ 47.863 Ω  
 7.089 jΩ

2 23.9720 GHz  
 ↓ 19.797 Ω  
 40.948 jΩ

WILTRON

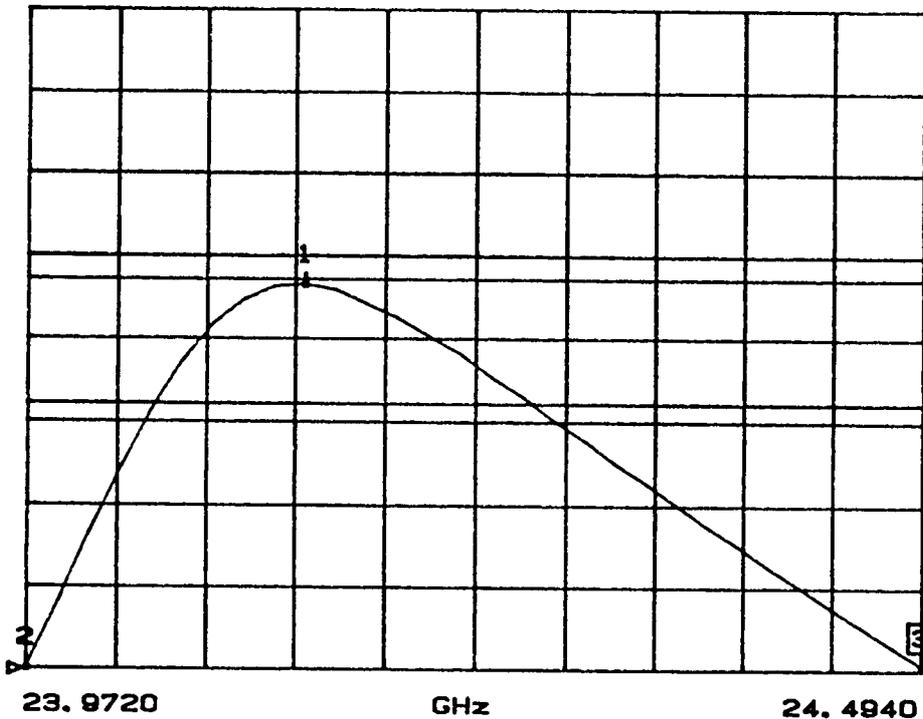
800 NETWORK ANALYZER

MODEL: DB6NT DATE: 12\_3\_88  
DEVICE: 24GHZ\_VERST OPERATOR: KUHNE

START: 23.9720 GHz GATE START: ERROR CORR: 12 - TERM  
STOP: 24.4940 GHz GATE STOP: AVERAGING: 10 PTS  
STEP: 18.0 MHz GATE: IF BNDWTH: REDUCED  
WINDOW:

S21 FORWARD TRANSMISSION

LOG MAG. >REF=10.000dB 2.000dB/DIV



READOUT LIMIT FREQUENCIES

-LOG MAG-

LIMIT 1 (REF)  
19.400 dB

LIMIT 2  
16.400 dB

>LIMIT Δ(1-2)  
3.000 dB

FREQUENCIES  
AT LIMIT 2

24.0481 GHz

24.2655 GHz