

Quadrature Hybrids for 1.3GHz

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV

Abstract: Quadrature 3dB hybrids are a convenient method to combine amplifiers and to achieve circular polarisation with a pair of linear antennas. In particular the quarter-wave branch coupler in air stripline or in microstripline technique provides 90° phase shift and isolation between the output ports as well as a -3 dB coupling ratio.

Kurzfassung: Man kann 90°/3dB Hybridkoppler verwenden, um zwei Verstärker zu kombinieren oder um mit zwei linearen Antennen zirkulare Polarisation zu erzeugen. Sie haben einen Koppplungsfaktor von -3 dB vom Eingang auf die beiden Ausgänge. Die Phasenverschiebung zwischen den Ausgängen beträgt 90°. Außerdem sind die Aus- und Eingänge voneinander isoliert. Solche Hybride können als Viertelwellen-Ringhybrid mittels

Leitungen in Streifenleitungs- oder Mikrostreifenleitungs-Technik aufgebaut werden.

Introduction

A 3 dB branch coupler is made from a ring of $\lambda/4$ transmission lines with 50 Ω and $50/\sqrt{2} = 35.35 \Omega$ impedance (Fig. 1). If port 1 is the sum port, then port 2 provides -90° phase shift and -3 dB coupling ratio. Port 3 provides -180° phase shift and also -3 dB coupling ratio. Port 4 is isolated from port 1. If used as a power splitter/combiner, a 50 Ω load is put on port 4.

Two equations describe the behaviour in the case of load mismatch. The equation for return loss at port 1 is:

$$[1] \quad RL_1 = 20 \cdot \log \frac{|\rho_2 - \rho_3|}{2}$$

$$\text{with } \rho = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

If $\rho_2 = \rho_3$ holds the input return loss will be infinite!

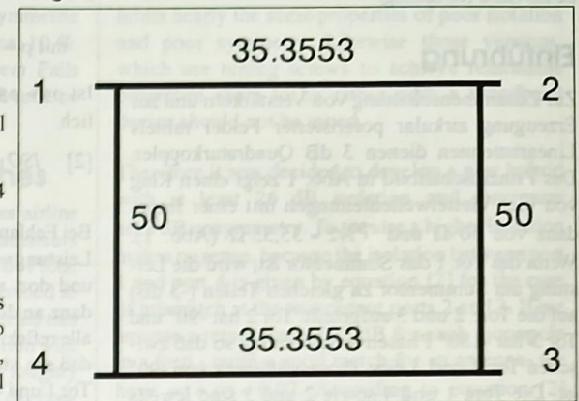
For the isolation between port 1 and 4 holds:

$$[2] \quad ISO_{1-4} = 6 + 20 \cdot \log \frac{1}{|\rho_2 + \rho_3|}$$

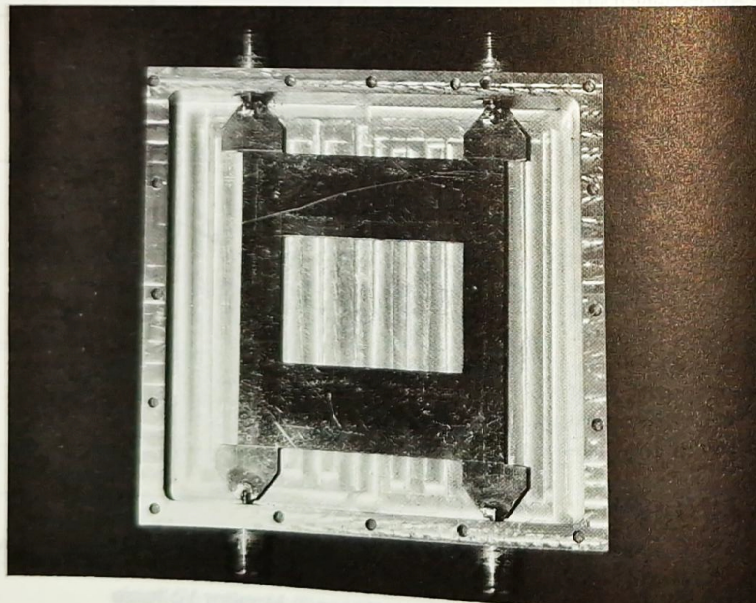
Any mismatch, which likewise applies to port 2 and port 3 will be reflected to port 4 but cancels at port 1. This means, that isolation is decreased by an identical mismatch on the coupled ports. But input VSWR is not affected in this case. For unequal mismatch also input VSWR is degraded.

These properties make this type of hybrid suited to use them as input and output combiners of two amplifiers of the same kind or to provide two equal signals with 90° phase shift to two identical antennas, for example two quarter-wave monopoles in

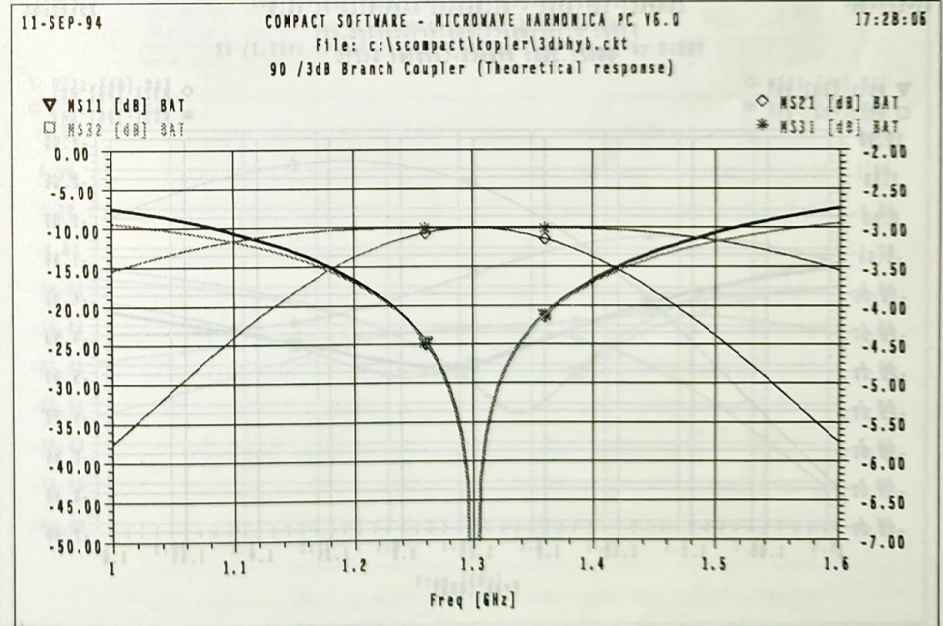
Figure/Abb. 1: Ideal 3dB/90° Branch Coupler



a feed. The theoretical electrical characteristic of a quadrature 3 dB hybrid made from distributed elements as shown in Fig. 1 can be seen from Fig. 2. Coupling on the design frequency of 1.3 GHz is exactly 3 dB and isolation is infinite. Bandwidth for good isolation (> 20 dB) and coupling symmetry (< 0.17 dB) is about 10 %.



90° Branch Coupler for high power



Figure/Abb. 2: Ideal 3dB/90° Branch Coupler (Simulation)

band device. If properly constructed there should be no need for tuning.

Einführung

Zur Zusammenschaltung von Verstärkern und zur Erzeugung zirkular polarisierter Felder mittels Linearantennen dienen 3 dB Quadraturkoppler. Das Prinzipschaltbild in Abb. 1 zeigt einen Ring von vier Viertelwellenleitungen mit einer Impedanz von 50 Ω und $50\sqrt{2} = 35,35 \Omega$ (Abb. 1). Wenn das Tor 1 das Summentor ist, wird die Leistung am Summentor zu gleichen Teilen (-3 dB) auf die Tore 2 und 3 aufgeteilt. Tor 2 hat -90° und Tor 3 hat -180° Phasenverschiebung, so daß zwischen Tor 2 und 3 eine Phasendifferenz von -90° ist. Die Tore 1 und 4 sowie 2 und 3 sind jeweils voneinander isoliert.

Schließt man Tor 4 mit 50 Ω ab, wirkt der Hybrid wie ein Leistungsteiler. Das Verhalten im Fall von Fehlanpassungen an den Ausgängen 2 und 3 wird durch folgende Gleichungen beschrieben. Die Gleichung für die Rückflußdämpfung an Tor 1 ist:

$$[1] \quad RL_1 = 20 \cdot \log \frac{\rho_2 - \rho_3}{2}$$

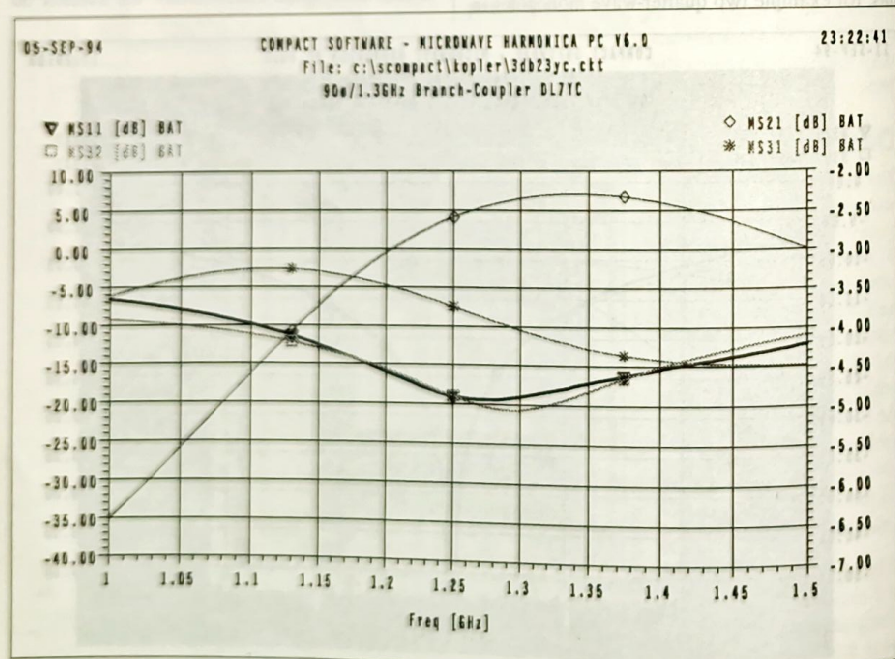
$$\text{mit } \rho = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$$

Ist $\rho_2 = \rho_3$, so ist die Rückflußdämpfung unendlich.

$$[2] \quad ISO_{1-4} = 6 + 20 \cdot \log \frac{1}{|\rho_2 + \rho_3|}$$

Bei Fehlanpassung an Tor 2 und 3 wird reflektierte Leistung von den Toren 2 und 3 in Tor 4 reflektiert und dort absorbiert. Falls die gleiche Lastimpedanz an den Toren 2 und 3 vorliegt, sind an Tor 1 alle reflektierten Spannungen 180° außer Phase, so daß sie sich auslöschen. Die Isolation zwischen Tor 1 und 4 ist allerdings vom Reflexionsfaktor an den Toren 2 und 3 abhängig.

Diese Eigenschaften des 90°/3 dB Hybrids sind zum Zusammenschalten von Verstärkern, die gleiche Eingangs- und Ausgangsimpedanzen haben, und zur Kopplung von linearen Antennen zwecks Erzeugung von zirkularer Polarisation bestens geeignet.



Figure/Abb. 3: Original Coupler from DL7YC (Simulation)

Die theoretischen elektrischen Eigenschaften des in Abb. 1 gezeigten Hybrids sind aus Abb. 2 ersichtlich. Die Bandbreite für gute Symmetrie (< 0,17 dB) und Isolation (> 20 dB) ist ca. 10 %. Der Hybrid ist folglich ein Breitbandsystem. Falls er richtig bemessen ist, sollte ein Abgleich auf eine Frequenz völlig unnötig sein.

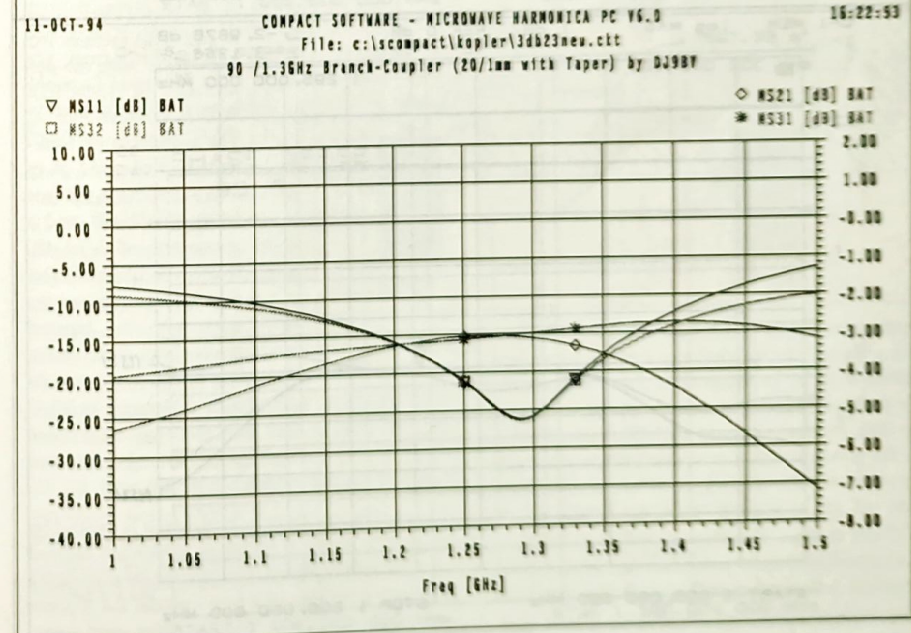
Power Hybrids with Air Lines

Some amateurs tried to develop low loss airline branch couplers for 1.3GHz. Many EME amateurs use the hybrid described by Manfred Plötz, DL7YC in [1]. When Frank, DD1XF, decided to build a system for 23 cm EME, he constructed this type of hybrid to achieve circular polarisation with his feed. He measured a poor isolation of roughly 20dB and a very poor symmetry of 2.5 dB coupling at port 2 and 3.8 dB respectively at port 3. A quick inspection of this hybrid with COMPACT software MICROWAVE HARMONICA confirmed his findings and showed disappointing results (Fig. 3). Isolation is 20 dB at best and symmetry is 2.3/4 dB, a 1.7 dB difference between coupled ports. A look on OE9PMJs modification

of DL7YC's hybrid, which uses a 0.8mm thick stripline with otherwise the same dimensions, exhibits nearly the same properties of poor isolation and poor symmetry. Likewise those versions, which use tuning screws to achieve reasonable properties seem to be rather odd: a broadband device should not be tuned.

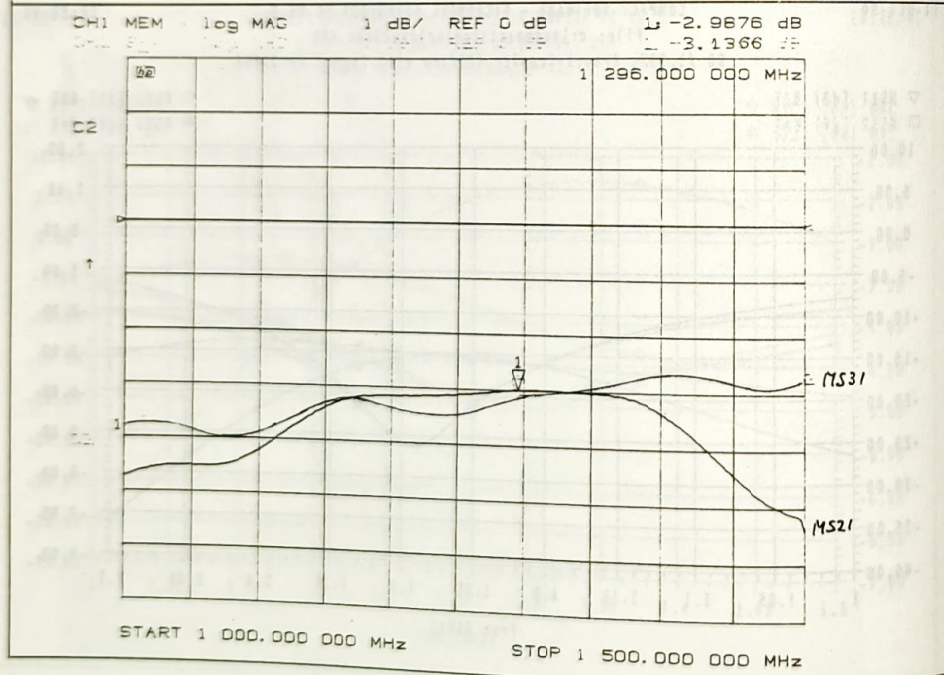
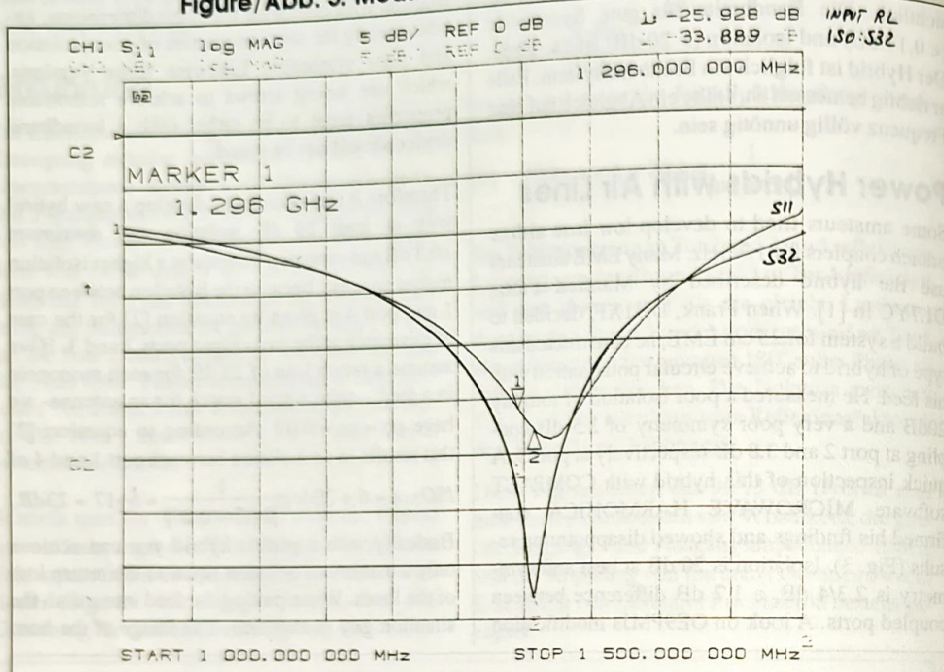
Therefore it was decided to develop a new hybrid with at least 26 dB isolation and maximum ±0.3 dB unsymmetry. To require a higher isolation makes no sense, because the isolation between port 1 and port 4 is given by equation [2] for the case of mismatch at the two output ports 2 and 3. If we assume a return loss of 23 dB for each monopole in a feed - quite a good match for an antenna - we have $\rho_2 = \rho_3 = 0.07$. According to equation [2] this results in an isolation between port 1 and 4 of $ISO_{1-4} = 6 + 20 \cdot \log \frac{1}{|0.07 + 0.07|} = 6 + 17 = 23 \text{ dB}$.

Basically with a perfect hybrid you can achieve only a maximum isolation equal to the return loss of the loads. When putting the feed into a dish the situation gets even worse. The image of the horn



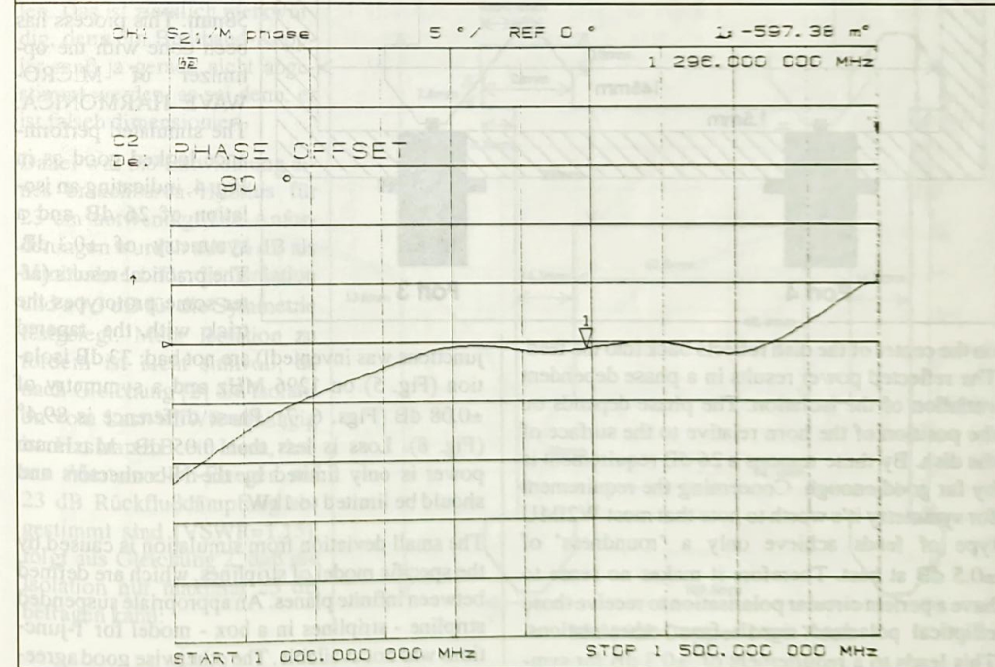
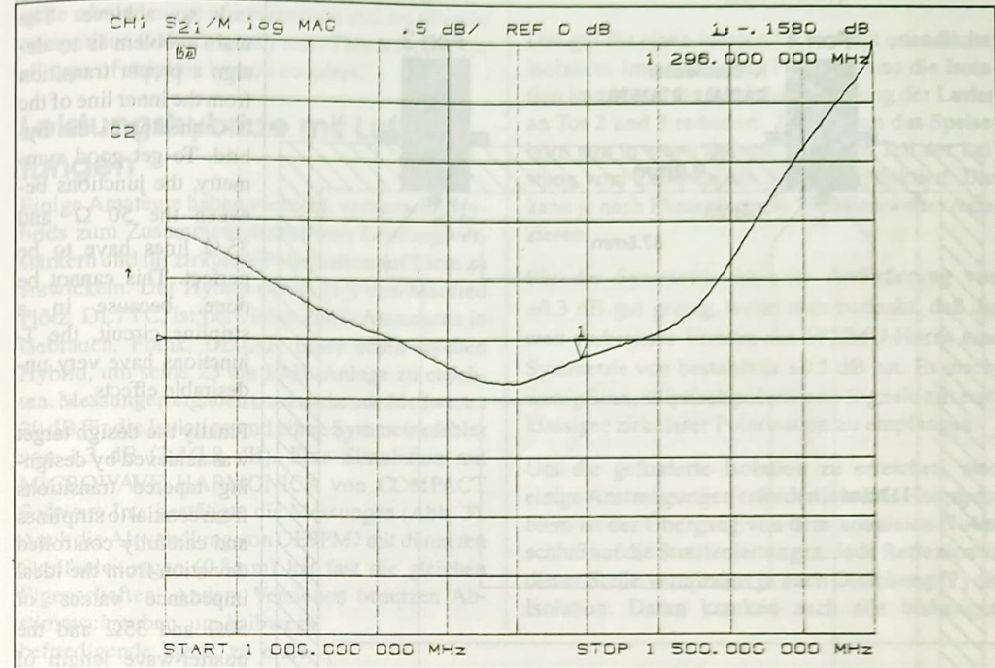
Figure/Abb. 4: Stripline 90°/3dB Coupler (Simulation)

Figure/Abb. 5: Measured Return Loss and Isolation



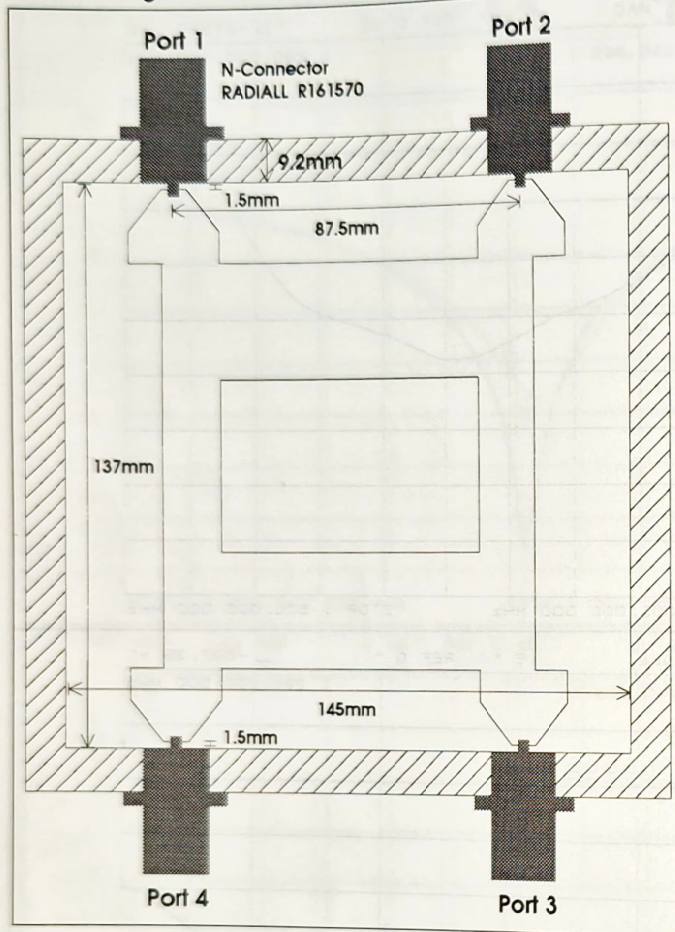
Figure/Abb. 6: Measured Coupling Factors

Figure/Abb. 7: Measured Symmetry



Figure/Abb. 8: Measured Phase Difference

Figure/Abb. 9: Air Line Hybrid/Top View



on the center of the dish reflects back into the feed. The reflected power results in a phase dependent variation of the isolation. The phase depends on the position of the horn relative to the surface of the dish. By these reasons a 26 dB requirement is by far good enough. Concerning the requirement for symmetry it's worth to note that most W2IMU type of feeds achieve only a 'roundness' of ± 0.5 dB at best. Therefore it makes no sense to have a perfect circular polarisation to receive those elliptical polarized signals from other stations. This leads to a requirement of ± 0.3 dB for symmetry.

junctions was invented!) are not bad: 33 dB isolation (Fig. 5) on 1296 MHz and a symmetry of ± 0.08 dB (Figs. 6, 7). Phase difference is 89.4° (Fig. 8). Loss is less than 0.05 dB. Maximum power is only limited by the N-connectors and should be limited to 1kW.

The small deviation from simulation is caused by the specific model of striplines, which are defined between infinite planes. An appropriate suspended stripline - striplines in a box - model for T-junctions was not available. The otherwise good agreement speaks for the quality of the computer models

The required value of isolation is not an easy task to achieve. The main problem is to design a proper transition from the inner line of the N-connector to the hybrid. To get good symmetry, the junctions between the 50 Ω and 35 Ω lines have to be perfect. This cannot be done, because in a stripline circuit, the T-junctions have very undesirable effects.

Finally the design target was achieved by designing tapered transitions from coaxial to striplines and carefully controlled deviation from the ideal impedance values of 50 Ω and 35 Ω and the quarter-wave length of 58mm. This process has been done with the optimizer of MICROWAVE HARMONICA. The simulated performance looked good as in Fig. 4, indicating an isolation of 26 dB and a symmetry of ± 0.1 dB. The practical results (after some prototypes the trick with the tapered

involved. Interesting is the behaviour of the coupling ratios of the two output ports. They have quite a broad range of intersection and are tilted in comparison to the frequency axis. This is typical for all type of stripline branch couplers.

Leistungshybride mit Luftleitungen

Einige Amateure haben versucht, verlustarme Hybride zum Zusammenschalten von Leistungsverstärkern und für zirkulare Polarisation auf 23cm zu entwickeln. Der Hybrid (siehe [1]) von Manfred Plötz, DL7YC, ist bei vielen EME-Amateuren in Gebrauch. Frank, DD1XF, baute einen solchen Hybrid, um seine 23 cm EME-Anlage zu errichten. Messungen ergaben enttäuschende Meßwerte: 20 dB für die Isolation und einen Symmetriefehler von 1,3 dB (2,5/3,8 dB). Eine Simulation mit MICROWAVE HARMONICA von COMPACT Software Inc. bestätigte die Messungen (Abb. 3). Auch die Abwandlung von OE9PMJ mit dünneren Streifenleitungen (0,8mm) hat fast die gleichen Eigenschaften. Andere Versionen benutzen Abstimmerschrauben, um halbwegs befriedigende Werte zu erzielen. Das ist ziemlich merkwürdig, denn ein Breitband-Koppler muß ja gerade nicht abgestimmt werden, es sei denn, er ist falsch dimensioniert.

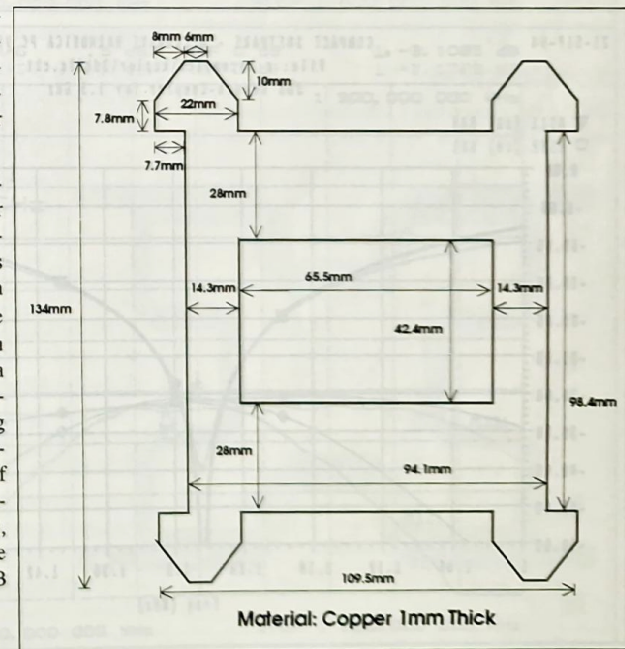
Daher war die Entwicklung eines brauchbaren Hybrids für 23 cm notwendig. Die Anforderungen wurden mit 26 dB als Minimalwert für die Isolation und ± 0.3 dB für die Symmetrie festgelegt. Mehr Isolation zu fordern ist nicht sinnvoll, da nach Gleichung [2] die Isolation vom Last-VSWR abhängig ist. Hat man z.B. ein Horn, dessen Viertelwellen-Erreger auf 23 dB Rückflußdämpfung abgestimmt sind (VSWR=1,15), folgt aus Gleichung 2, daß die Isolation nur maximal 23 dB betragen kann:

$$ISO_{1-4} = 6 + 20 \cdot \log \frac{1}{|0.07 + 0.07|} = 6 + 17 = 23dB$$

Das gilt für einen idealen Hybrid mit unendlicher Isolation. Im praktischen Fall wird also die Isolation immer auf die Rückflußdämpfung der Lasten an Tor 2 und 3 reduziert. Bringt man das Speisehorn nun in einen Spiegel, wird ein Teil der Leistung vom Zentrum des Spiegels reflektiert. Das kann je nach Phasenlage die Isolation weiter reduzieren.

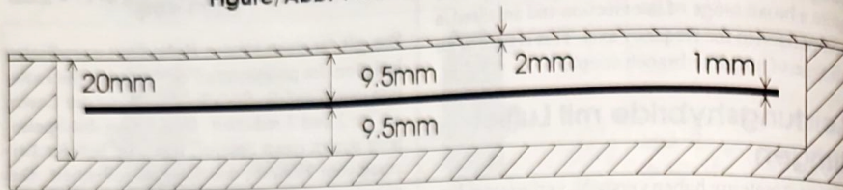
Für die Symmetrie ist eine Anforderung von ± 0.3 dB gut genug, wenn man bedenkt, daß die weit verbreitete Version des W2IMU-Horns eine Symmetrie von bestenfalls ± 0.5 dB hat. Es macht wenig Sinn, elliptisch polarisierte Signale mit erstklassiger zirkularer Polarisation zu empfangen.

Um die geforderte Isolation zu erreichen, sind einige Anstrengungen erforderlich. Das Hauptproblem ist: der Übergang von dem koaxialen N-Anschluß auf die Streifenleitungen. Jede Reflexion an dieser Stelle vermindert ja nach Gleichung [2] die Isolation. Daran kranken auch alle bisherigen



Figure/Abb. 10: Stripline of Air Line Hybrid

Figure/Abb. 11: Air Line Hybrid/Side View

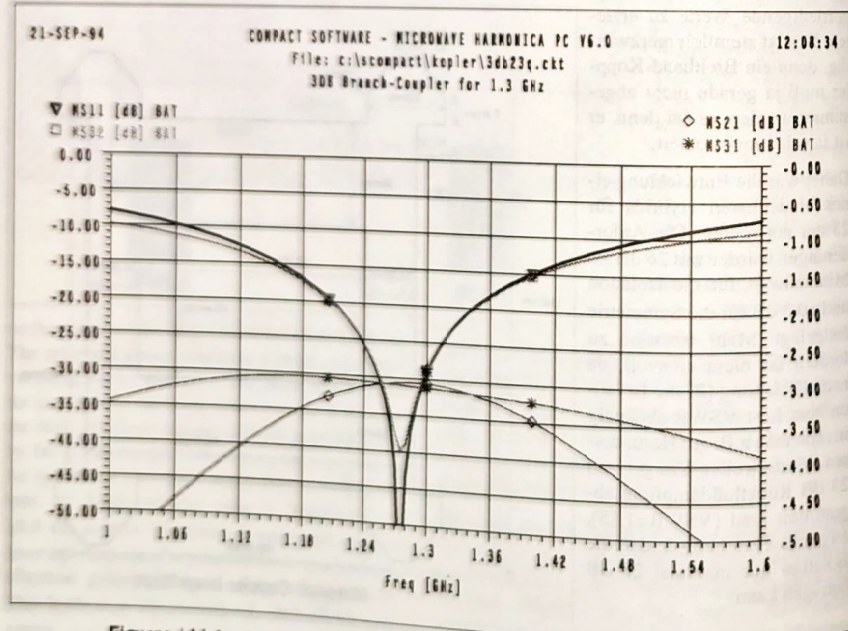


Konstruktionen. Zweitens müssen für gute Symmetrie die Verbindungen an den Stoßstellen der Leitungen perfekt sein. Dieses sind aber im Fall von Streifenleitungs T-Verzweigungen, die sich ganz anders verhalten.

Das Problem wurde gelöst durch die Anwendung von 'Taper-Leitungen' zwischen Hybrid und N-Buchsen sowie eine geeignete Abweichung von den theoretischen Impedanzwerten der Leitungen. Dieses wurde mittels des Optimierers in MICROWAVE HARMONICA durchgeführt. Das Simulations-Ergebnis in Abb. 4 läßt sich sehen: 26 dB Isolation und ± 0.15 dB Symmetrie. Die Impedanzen der Leitungen sind deutlich von 50 und

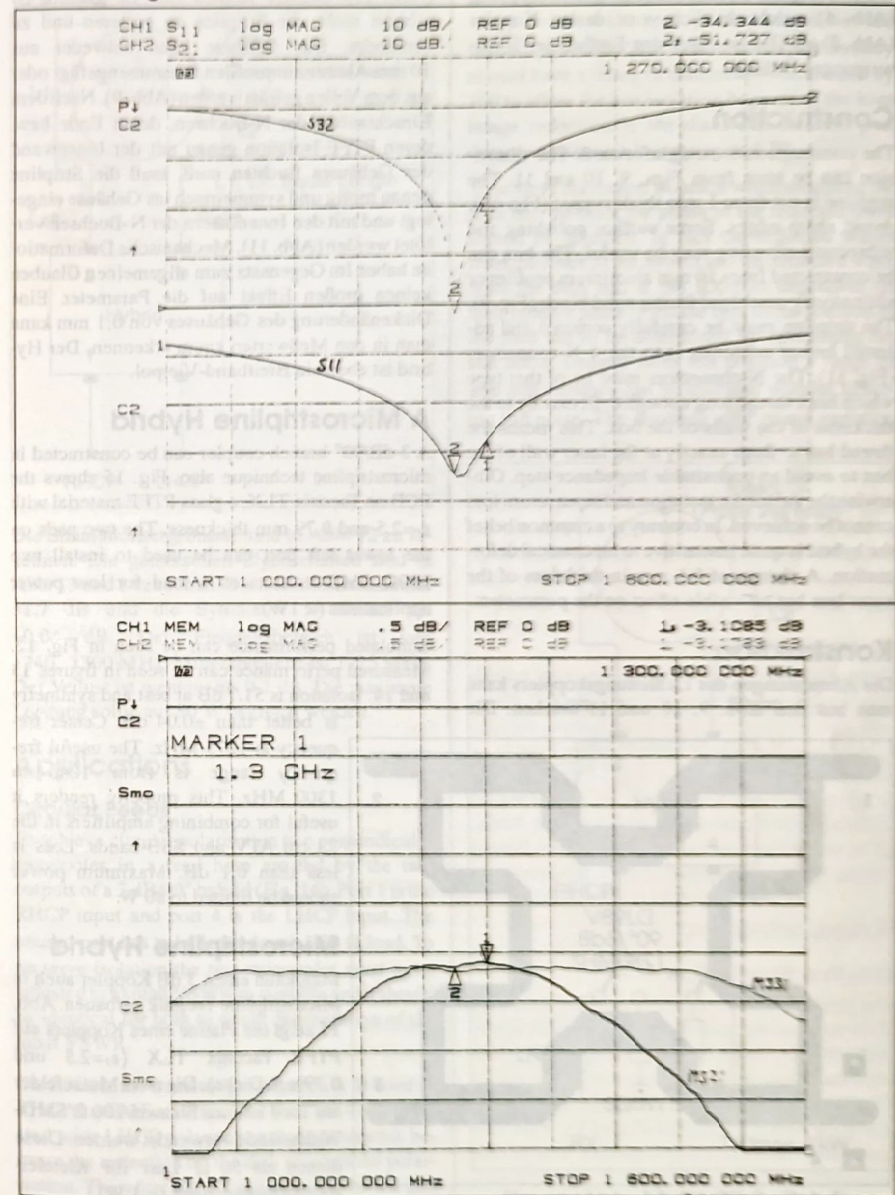
35,35 Ω verschieden. Auch die Längen weichen deutlich vom theoretischen Wert von 58 mm ab. Das praktische Resultat ist noch besser: 33 dB Isolation (Abb. 5) und $\pm 0,08$ dB Symmetrie (Abb. 6,7) auf 1296 MHz! Die Phasendifferenz ist 89,4° (Abb. 8). Die Dämpfung beträgt weniger als 0,05 dB. Die maximale Leistung ist nur durch die N-Buchsen begrenzt und sollte deswegen kleiner als 1 kW sein.

Die geringe Abweichung zwischen Simulation und Messung ist durch das verwendete Modell der Streifenleitung, das unendliche Flächen als Masseflächen voraussetzt, erklärt. Angemessen wäre ein 'Suspended Stripline' Modell, das Streifenlei-



Figure/Abb. 12: Branch Coupler on TEFLON Board-Simulation

Figure/Abb. 13: Measured Return Loss and Isolation of PCB



Figure/Abb. 14: Measured Coupling of PCB-Version

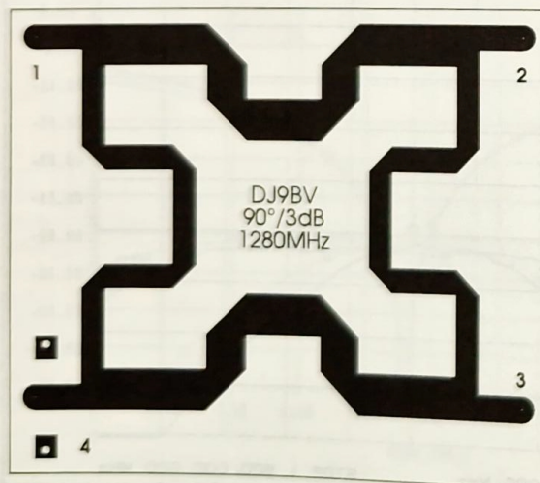
tungen in einem Kasten modelliert. Das ist leider nicht verfügbar. Der Frequenzgang der Kopplung (Abb. 6) weicht deutlich vom idealen Koppler (Abb. 2) ab. Das ist durch den Einfluß der T-Verweigungen bedingt.

Construction

The construction is straightforward. The dimension can be seen from Figs. 9, 10 and 11. The stripline is cut from 1 mm thick copper (Fig. 10). Avoid sharp edges. Some surface polishing and subsequent silvering may be useful. The box can be constructed from 10 mm aluminium profiles or ultimately machined from a solid block (Fig. 9). The stripline must be carefully centered and adjusted before soldering it to the 4 N-connectors (Fig. 11). The N-connectors must be of that type which has a thread long enough to fit exactly to the thickness of the walls of the box. This means the thread has to flush exactly at the inner wall of the box to avoid an undesirable impedance step. Otherwise the values for isolation and input return loss cannot be achieved. In contrary to a common belief the hybrid is quite insensitive to mechanical deformation. A change of 0.1 mm in thickness of the outer box has no visible effect on the parameters.

Konstruktion

Die Abmessungen des Luftleitungskopplers kann man aus den Abb. 9, 10 und 11 ersehen. Die



Figure/Abb. 15: PCB Branch Coupler

Stripline wird aus 1 mm Kupferblech ausgesägt (Abb. 10). Scharfe Kanten sind zu glätten. Es schadet nicht, die Stripline zu polieren und zu versilbern. Das Gehäuse kann entweder aus 10 mm Aluminiumprofilen zusammengefügt oder aus dem Vollen gefräst werden (Abb. 9). Nach dem Einschrauben der N-Buchsen, deren Ende bzw. deren PTFE-Isolation genau mit der Innenwand des Gehäuses fluchten muß, muß die Stripline genau mittig und symmetrisch ins Gehäuse eingelegt und mit den Innenleitern der N-Buchsen verlötet werden (Abb. 11). Mechanische Deformationen haben im Gegensatz zum allgemeinen Glauben keinen großen Effekt auf die Parameter. Eine Dickenänderung des Gehäuses von 0,1 mm kann man in den Meßwerten kaum erkennen. Der Hybrid ist eben ein Breitband-Vierpol.

A Microstripline Hybrid

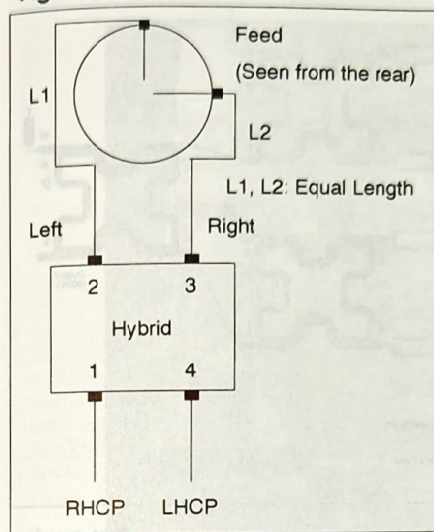
A 3 dB/90° branch coupler can be constructed in microstripline technique also. Fig. 15 shows the PCB on Taconix TLX, a glass PTFE material with $\epsilon_r=2.5$ and 0.79 mm thickness. The two pads on the lower left port can be used to install two 100Ω SMD-resistors as a load for low power applications (< 1W).

Simulated performance can be seen in Fig. 12. Measured performance can be seen in figures 13 and 14. Isolation is 51.7 dB at best and symmetry is better than ± 0.04 dB. Center frequency is 1275 MHz. The useful frequency range is from 1240 to 1300 MHz. This property renders it useful for combining amplifiers in the 23 cm ATV and SSB-bands. Loss is less than 0.1 dB. Maximum power should be limited to 80 W.

Microstripline Hybrid

Man kann einen 3 dB Koppler auch in Microstripline Technik aufbauen. Abb. 15 zeigt die Platine eines Kopplers auf PTFE Taconix TLX ($\epsilon_r=2.5$ und 0.79 mm Dicke). Die zwei Massefelder am Tor 4 können für zwei 100Ω SMD-Widerstände verwendet werden. Diese dienen als 50 Ω Last für Kleinleistungsanwendungen (< 1W).

Figure/Abb. 16: Circular Polarisation



Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 12 zu erkennen. Die gemessenen Eigenschaften sind in Abb. 13 und 14 zu sehen. Die Isolation ist maximal 51,7 dB und die Symmetrie ist besser als $\pm 0,04$ dB. Der Frequenzbereich ist von 1240..1300 MHz. Mittenfrequenz ist 1275 MHz. Der Verlust ist weniger als 0,1 dB. Die maximale Leistung sollte auf 80 W begrenzt werden.

Applications

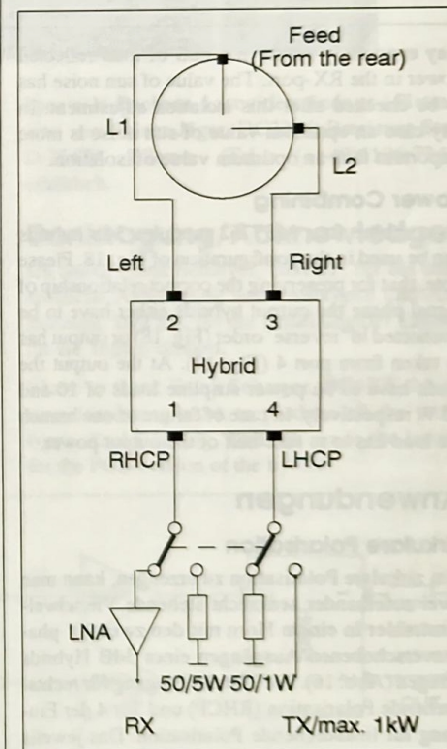
Circular Feeds

To achieve circular polarisation two perpendicular monopoles in a feed horn are fed by the two outputs of a 3 dB/90° hybrid (Fig. 16). Port 1 is the RHCP input and port 4 is the LHCP input. The unused port has to be loaded with a 50 Ω load. To preserve isolation the two monopoles must to be adjusted to a small VSWR as possible and it should be identical for both to avoid degeneration of the input VSWR.

On 1.3GHz the transmit-polarisation is defined as RHCP for EME stations. The feed has to be operated with LHCP polarisation during transmit because the reflection on the dish reverses the polarisation. Therefore the TX-signal has to be fed into the LHCP port of the hybrid as shown in Fig. 17. By the same argument the RX-signal has to be

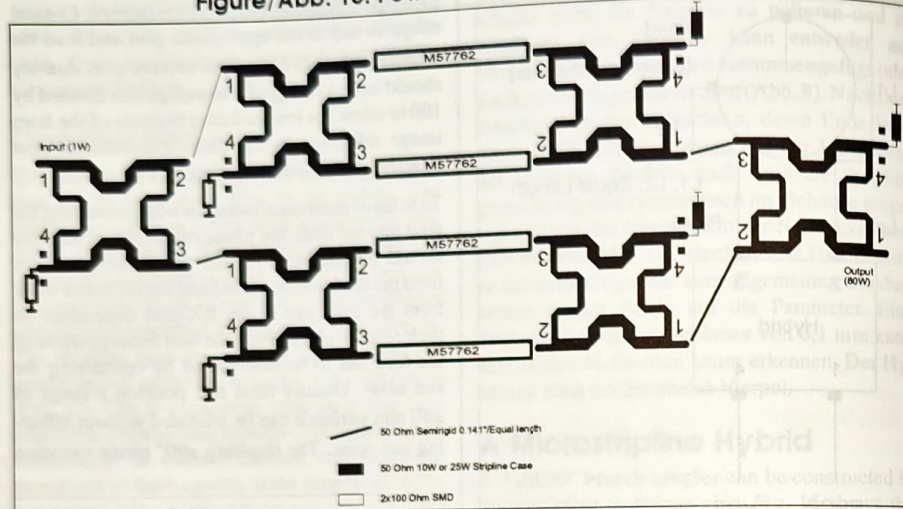
taken from the RHCP port of the hybrid to achieve LHCP polarisation of the dish on receive. Coaxial relays switch to the appropriate port and load the unused port with 50Ω. The receive port dummy should have a rating of transmit power divided by 100 to allow for low isolation because of the hom image reflection in the dish. The transmit port dummy can have a low rating as 1 W.

To achieve maximum isolation when mounting the feed into the dish, the phase of the reflected wave should be adjusted. In fact the reflected waves from the loads of the hybrid and the reflected wave from the dish add at the RX-port dependent on their relative phase. First the best focus position of the feed has to be determined by optimizing the sun noise. Usually from this position a range of ± 60 mm variance can be tolerated without affecting sun noise. The resulting $\pm 90^\circ$ phase variation



Figure/Abb. 17: TX/RX Switch for 23cm EME

Figure/Abb. 18: Power Combining with Hybrids



may eventually result in a null of total reflected power in the RX-port. The value of sun noise has to be checked after this isolation adjustment. In any case an optimum value of sun noise is more important than an optimum value of isolation.

Power Combining

To combine four M57762 modules 3db hybrids can be used in the configuration of Fig. 18. Please note, that for preserving the correct relationship of signal phase the output hybrids either have to be connected in 'reverse' order (Fig. 18) or output has to be taken from port 4 (Fig. 19). At the output the loads have to be power stripline loads of 10 and 25 W respectively. In case of failure of one branch the load has to take half of the output power.

Anwendungen

Zirkulare Polarisation

Um zirkulare Polarisation zu erzeugen, kann man zwei aufeinander senkrecht stehende Viertelwellenstrahler in einem Horn mit den zwei 90° phasenverschobenen Ausgängen eines 3dB Hybrids erregen (Abb. 16). Tor 1 ist der Eingang für rechtsdrehende Polarisation (RHCP) und Tor 4 der Eingang für linksdrehende Polarisation. Das jeweils unbeschaltete Tor muß mit 50 Ω abgeschlossen sein. Um die Isolation zwischen Tor 1 und 4 zu erhalten, müssen die Strahler auf möglichst nied-

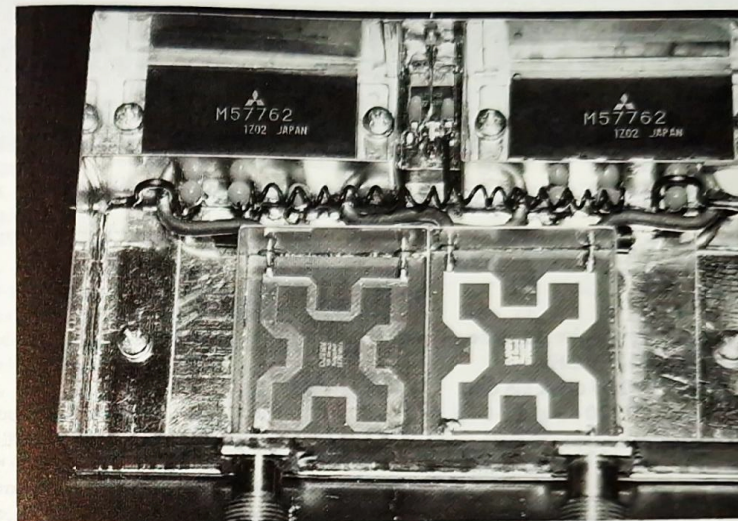
riges und gleiches VSWR abgestimmt werden. Auf 1,3 GHz ist vereinbart, daß EME-Stationen im Sendefall rechtsdrehend polarisiert sind. Da der Spiegel wegen der Reflektion die Drehrichtung der Polarisation umdreht, muß das Sendesignal (TX) am LHCP Tor eingespeist werden (Abb. 17). Analog muß das Empfangssignal am RHCP Tor abgenommen werden, um linksdrehende Polarisation bei Empfang zu erreichen - die Mondoberfläche kehrt als Reflektor ebenfalls die Polarisationsrichtung um -. Koaxiale Relais schalten auf den jeweils unbenutzten Eingang eine 50 Ω Last. Für den Empfangsfall braucht die Belastbarkeit nur 1 W betragen. Für den Sendefall sollte man wegen der Homreflektion im Spiegel ein Hundertstel der Sendeleistung als Belastbarkeit vorsehen.

Falls die tatsächliche Isolation durch eine ungünstige Phase des reflektierten Signals verringert wird, kann man die Fokussposition des Horns um ±60mm verändern, um eine Auslöschung des reflektierten Signals zu erreichen. Das entspricht einer Phasenvariation von ±90°. In jedem Fall ist maximales Sonnenrauschen wichtiger als maximale Isolation.

Leistungsteiler/-summierer

Quadratur-Hybride dienen auch zur Zusammenschaltung von mehreren Leistungsverstärkern. Abb. 17 zeigt die Anwendung des TEFLON-Hy-

Two Power Modules M57762 combined with 3dB Hybrids



brids zur Zusammenschaltung von vier Leistungsmodulen M57762. Um die korrekte Phase für die Signale zu erhalten, müssen die Ausgangshybride entweder seitenverkehrt (Abb. 18) oder wie in Abb. 19 angeschlossen werden. Die Hybride am Ausgang werden mit 10 W bzw. 25 W Stripline-Lastwiderständen abgeschlossen. Diese Belastbarkeit ist notwendig, weil beim Ausfall eines Zweiges diese Last die Hälfte der Leistung übernehmen muß.

Literatur/References

[1] Manfred Plötz, DL7YC, "Ein High-Power Quadraturkoppler für 1296MHz", in UHF-Unterlage III, Ed. K. Weiner, Hof, 1980, S. 437-439

Parts/Teile

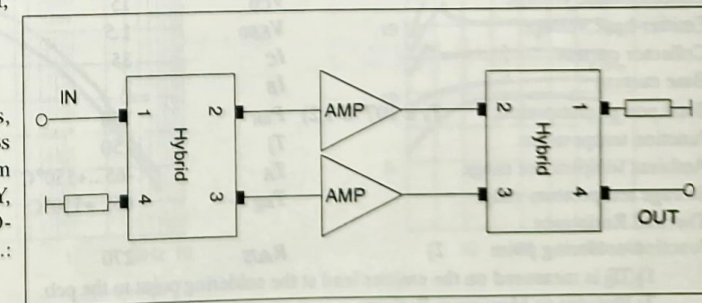
Special N-connectors, stripline loads and PCBs are available from Rainer Jäger, DC3XY, Breslauer Str.4, D-25479 Ellerau (Tel.: (+49)4106-73430.

Spezial N-Buchsen, Lastwiderstände und Platinen sind von Rainer Jäger, DC3XY, Breslauer Str.4, D-25479 Ellerau (Tel.: (+49)4106-73430 erhältlich.

Danksagung/Acknowledge

Ich danke Frank Schreyer, DD1XF, für die unermüdete Anfertigung von Prototypen und Axel Bünning, DF1XB, für die Erstellung der Layouts für die Teflon-Version.

I have to thank Frank Schreyer, DD1XF, for the time consuming work to produce all the prototypes. Axel Bünning, DF1XB, made the layouts for the PCB-version of the hybrid.



Figure/Abb. 19: Alternative Connection of Hybrids