



Gunthard Kraus, DG 8 GB und Hardy Lau, DL 1 GLH

4NEC2-Simulation und Bau von Antennen für das 13-cm-Band (= 2300 MHz)

Teil 2: Praxistest des „Hubschraubers“ /
Entwurf einer Biquad-Antenne

...Fortsetzung aus UKW-Berichte 1/2018

10. Nachtrag

Improvisierte Feld-Messungen an der „Hubschrauber-Antenne“.

Bei solchen Messungen und einer Wellenlänge von 13 cm hat man es natürlich deutlich leichter als die „Kurzwellenleute“, die sich wegen der zum Teil imponierenden Antennenabmessungen etliches einfallen lassen und immer die Eigenschaften des Erdbodens im Auge behalten müssen. Wir befinden uns dagegen bei einem Meter Abstand schon deutlich im Fernfeld und dazu im freien Raum. Es interessiert aber doch, was von den vorausgegangenen Simulationen wahr ist und in der Praxis übrig bleibt...

10.1. Ein Halbwellen-Dipol als Feldsonde

Es wurde gemäß **Bild 29** wieder

ein Dipol aus Kupferblech (Breite = 2 mm / Dicke = 0,6 mm) samt einem $\lambda/4$ -Symmetriertopf angefertigt. Jeder Dipol-Arm hat eine Länge von $\lambda/4$, muss jedoch laut Simulation um den Faktor 0,9125 gekürzt werden, um bei 2375 MHz genau in Resonanz zu sein. Die Armlänge sinkt dadurch auf $31,6 \text{ mm} \times 0,9125 = 28,8 \text{ mm}$.

Hinweis:

Die Bestimmung des exakten Wertes des Verkürzungsfaktors „x“ erfolgte mit dem in 4NEC2 enthaltenen Zusatzwerkzeugen „Evaluator“ bzw. „Optimizer“ und erst mit ihrem Einsatz beginnt das „Fortgeschrittenen-Stadium eines 4NEC2-Anwenders“. Dies und andere interessante Praxisthemen sollen Inhalt eines geplanten 3. Teils dieses Artikels werden.

Zurück zur Messantenne:

Am Ende der Semi-Rigid-Zuleitung sitzt diesmal eine SMA-Buchse, da diese „Sonde“ später über ein längeres, hochflexibles und verlustarmes SMA-Teflon-Koaxialkabel mit dem Spektrum-Analysator verbunden wird.



Bild 29: Es gilt dasselbe Strickmuster wie beim Kreuzdipol: Semirigid-Kabel / Symmetrierung durch Sperrtopf / Antenne

Zunächst möchte man jedoch wissen, in wie weit die Simulationen stimmen. Dazu gehört das kurze NEC-File dieses Dipols:

```

CM Lambda - Halbe Messdipol
CE
SY freq=2375      , Betriebsfrequenz
SY dl=300/freq/4  , Armlänge des Dipols
SY dr=0.00166/2   , Drahradius
SY x=0.9125       , Verkürzungsfaktor

GW 19 0 -dl*x 0 0      dl*x 0 dr
GE

FR 0 1 0 0 freq
EK
EX 0 1 5 0 1 0
EN
    
```

und das Simulationsergebnis in **Bild 30**. Daraus kann man ablesen:

- Die Resonanzfrequenz liegt genau bei 2375 MHz,
- der Strahlungswiderstand beträgt 71 Ω ,
- der simulierte Antennengewinn beträgt 2,11 dBi.

Einige Stichproben-Messungen sollen nun zeigen, ob die Fernfeld-Simulations-

ergebnisse des Kreuzdipols überhaupt glaubhaft sind.

Dazu wurde der Kreuzdipol an den Messsender angeschlossen und so angeordnet, dass seine X-Y-Ebene waagrecht liegt (...er sieht dadurch wirklich wie ein Hub-schrauber aus). Der Messdipol wird dagegen etwa in einem Meter (= waagrechter Abstand) in Höhe dieser X-Y-Ebene in der Hand gehalten - aber die Messantenne ist dabei um 90 Grad gegenüber dem „Hub-schrauber“ gedreht - ihre Arme stehen senkrecht und zeigen dadurch nach oben bzw. unten. Mit etwas Auf- und Abbewegen der „Sonde“ findet man sehr schnell das von der Theorie vorausgesagte Minimum des Empfangspegels und beim Schwenken der „Sonde“ um 90 Grad (=

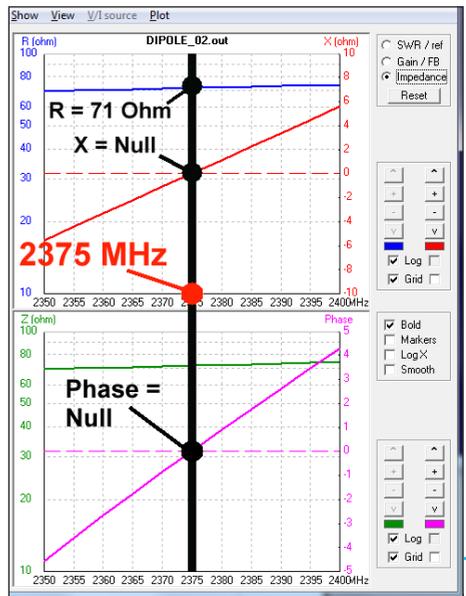


Bild 30: Mit dem richtigen Verkürzungsfaktor stimmt auch die Resonanzfrequenz (siehe Text)

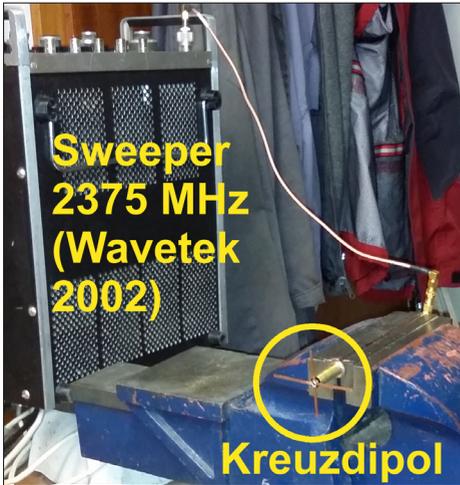


Bild 31: So sieht der improvisierte „Sender“ aus und ...

sprochene Horizontalpolarisation ist also Wirklichkeit!

Zur Ermittlung der Freiraumdämpfung bei Zirkularpolarisation war dagegen etliche Knobelei nötig.

Der Kreuzdipol wird dazu, wie ein um 90 Grad zur Seite gekippter Hubschrauber, in den vorhandenen großen Schraubstock gespannt und von einem Messsender mit einem kalibrierten Pegel von -10 dBm bei $f = 2375$ MHz versorgt (**Bild 31**). Die zirkular polarisierte Strahlung verläuft deshalb in waagrechter Richtung. Der Messdipol wird dagegen vom Dreibeckenfutter der ca. 1,3 m entfernten kleinen Fräsmaschine in einer improvisierten kleinen Vorrichtung gehalten. So lässt er sich sowohl in der Höhe wie auch genau parallel zur „Hubschrauberantenne“ ausrichten. Und am Messdipol hängt natür-

Dipol jetzt parallel zur Kreuzdipol-Ebene) auf diesem Niveau steigt dieser Pegel glatt um gute 20 bis 25 dB an. Die ver-

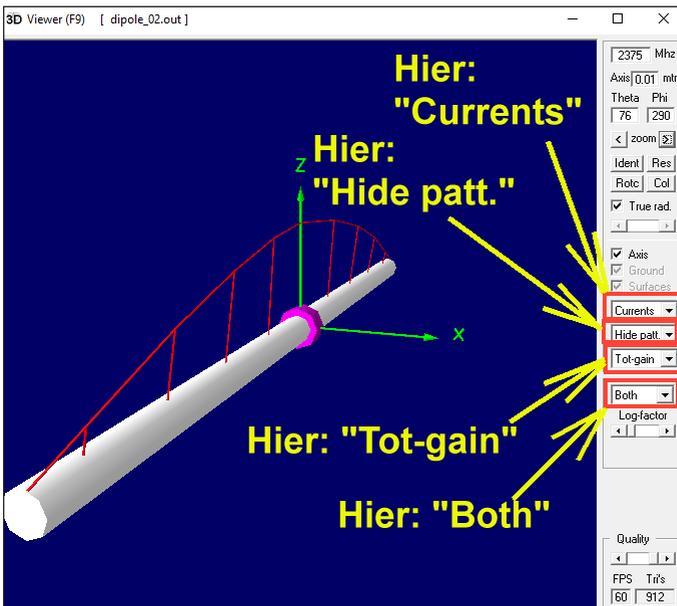


Bild 32: ... so ruft man die Stromverteilung des Dipols auf

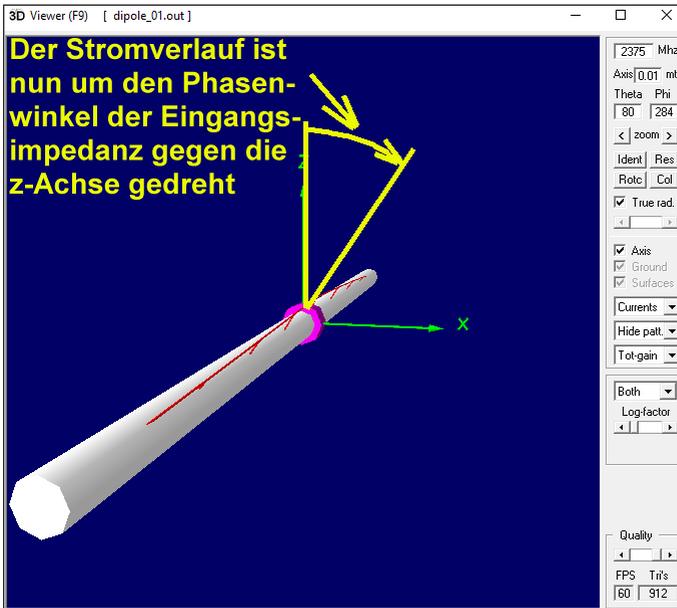


Bild 33:
Die Phasenlage des Stroms findet man bei genauerem Hinsehen

lich der Spektrum-Analysator über ein 2 m langes Teflon-SMA-Kabel.

Zunächst wurden die durch die Kabel verursachten zusätzlichen Dämpfungen bestimmt. Sie betragen:

- a. für die Verbindung vom Messender zum Kreuzdipol: ca. 1 dB bei 2375 MHz
- b. für das ca. 2 Meter lange, flexible Kabel vom Messdipol zum Spektrum-Analysator: ca. 6 dB bei 2375 MHz.
- c. Zur Bestimmung der Freiraumdämpfung diente natürlich die berühmte „Friis-Formel“

$$P_{Empf} = P_{Sender} \cdot G_{TX-Ant.} \cdot G_{RX-Ant.} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot d} \right)^2$$

Darin beträgt die Wellenlänge $\lambda = 12,6$ cm. Der Abstand zwischen beiden Antennen ist exakt 1,16 Meter. Die zusätzliche Dämpfung beim Empfang einer zirkular

polarisierten Strahlung mit einem einfachen Dipol beträgt 3 dB.

Der Gewinn der Sendeantenne bei der zirkular polarisierten Strahlung des Kreuzdipols war 3,11 dBi. Der Gewinn der Empfangsantenne (= Messdipol) war 2,11 dBi. Gesendet wird mit einem Pegel von -10 dBm.

Und jetzt wurde es spannend: Rechnet man bei der Friis-Formel gleich in dB, erhält man einen theoretischen Empfangspegel von -55,91 dBm, also etwa -56 dBm. Der Spektrum-Analysator zeigt dagegen nur -59 dBm bei 2375 MHz an.

Für den improvisierten Aufbau mit den nicht genau bekannten Reflexionen von Wänden und dem Arbeitstisch in der Kellerwerkstatt ist das ganz passabel. Es ist eben doch keine perfekte Freiraummess-

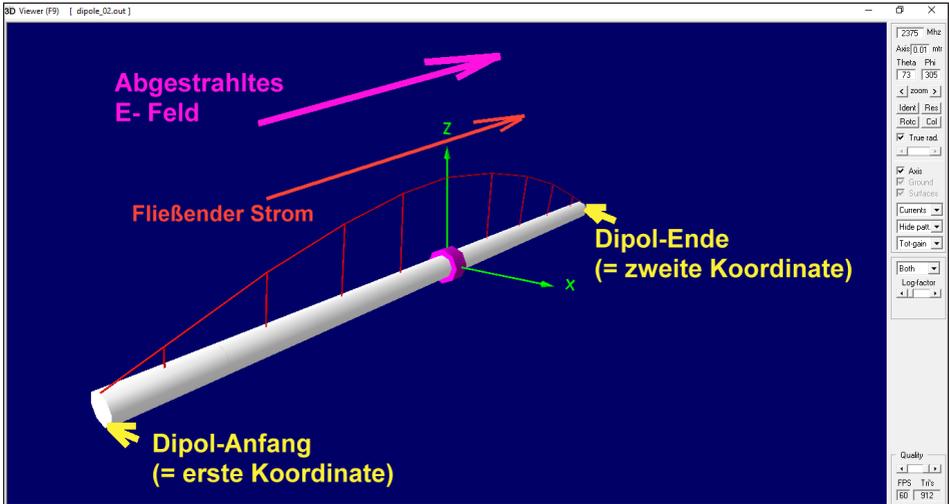


Bild 34: Korrekte Vereinbarungen sind immer lebenswichtig - so werden Strom- und Spannungsrichtung korrekt positiv dargestellt (siehe Text).

sung und der Messdipol ist mit seinen 71 Ω auch nicht korrekt an das 50 Ω -System angepasst. Allerdings müsste man noch genauer untersuchen, wie sich zusätzlich die „eiernde Zirkularpolarisation“ hier ausgewirkt hat, welche Verluste bei den Antennen selbst dazukommen usw. Aber vorerst reicht es dem Autor und wir machen mit der Biquad-Antenne weiter.

10. Die Biquad-Antenne

10.1. Zuerst einige Schritte zurück zum einfachen $\lambda/2$ -Dipol

Das ist kein Rückschritt, sondern wir wollen uns an dieser einfachen Antennenform noch weitere nützliche

Dinge aneignen. Deshalb wird hier die optimierte Dipolversion verwendet (Drahtdurchmesser = 1,66 mm, Länge verkürzt um den Faktor $x = 0,9121$) aus dem vorigen Kapitel. Bei $f = 2375$ MHz ist die Eingangsimpedanz reell und beträgt dort $R = 71 \Omega$.

Simuliert man bei 2375 MHz das Fernfeld und ruft über „Taste F9“ die 3D-Darstellung auf, dann muss man folgende Einstellung setzen (**Bild 32**):

- Erstes Fenster: Currents
- Zweites Fenster: Hide Pattern
- Drittes Fenster: Tot-gain
- Viertes Fenster: Both

Dreht man sich das Bild der Antenne passend zurecht, so sieht man genau den Amplitudenverlauf des Stromes über der Drahtlänge. Zusätzlich wird die zugehörige Phasenlage als Neigung der Stromkurve gegen die z-Achse dargestellt!

Sehr schön lässt sich das zeigen, wenn man im NEC-File den Korrekturfaktor auf „x = 1“ setzt und nochmals simuliert. Dadurch verschiebt sich die Resonanz hinunter zu 2160 MHz. Die Eingangsimpedanz wird bei der Messfrequenz $f = 2375$ MHz induktiv, was in **Bild 33** zum „Kippen nach Rechts“ bei der dargestellten Stromkurve gegenüber der z-Achse führt, da der Strom jetzt naheht.

Noch eine wichtige Sache soll anhand **Bild 34** geklärt werden:

Die Stromrichtung wird vom Programm stets als positiv erklärt, wenn der Strom beim ersten Koordinatenpunkt (unter „GW“ im NEC-File) hinein- und beim zweiten Koordinatenpunkt wieder herausfließt. Dann stimmt die Richtung des

abgestrahlten E-Feld-Vektors mit dem eingetragenen Strompfeil überein.

Das ist deshalb so wichtig, weil man nur dann den korrekten Phasenverlauf der Stromdarstellung erhält, wenn man beim Aufbau größerer Strukturen stets das Ende eines Drahtes mit dem Anfang des nächsten Drahtes verbinden. Klingt albern, aber das ist unter Umständen nicht der Fall, wenn man mit „GM“ = „Geometry move“ als Kopierwerkzeug arbeiten und so das NEC-File klein halten möchte.

Da wundert man sich am Anfang plötzlich sehr und grübelt über der plötzlichen Phasenumkehr des Stromes zwischen zwei Drähten. Erst, wenn man merkt, dass da zwei Enden aufeinander stoßen....

--- Listing 9:

```

CM Quad 2375 MHz
CE
SY  FREQ = 2375
SY  dr = 0.00166/2      ,Radius des Kupferdrahtes = 0,83 mm
SY  dl = 300/freq/4*sin(45)  ,Länge eines Dipolarmes
SY  x=1                ,Längen-Korrekturfaktor, hier auf „1“ gesetzt
, Strahler
GW  1      1      0      -0.002  0      0      0.002  0      dr
      Feed.
GW  2      8      0      0.002  0      -dl*x  dl*x  0      dr
      Nun folgen vier
GW  3      8      -dl*x  dl*x  0      -2*dl*x  0      0      dr
      Drahtstücke
GW  4      8      -2*dl*x  0      0      -dl*x  -dl*x  0      dr
      zur Bildung des
GW  5      8      -dl*x  -dl*x  0      0      -0.002  0      dr
      Quadrates

GE  0'
EK
EX  0  1  1  0  1  0
FR  0  1  0  0  FREQ
EN
    
```

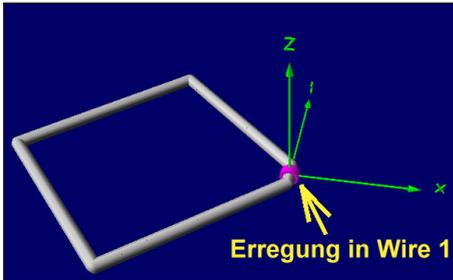


Bild 35: Das ist die entworfene Quad-Antenne

Am simulierten Strahlungsdiagramm ändert das nichts, aber man wird anfangs plötzlich „leicht irre“, wenn man bei größeren Gebilden die Polarität der Strahlung irgendwie nicht mehr zusammen kriegt, wenn man die einzelnen zur jeweiligen Stromrichtung gehörenden E-Vektoren in Gedanken addiert.

10.2. Die einfache Quad-Antenne

Nun soll das eben Gesagte beherrigt und die Antenne aus 5 Drähten zusammengesetzt werden:

a. einem nur 4 mm langen runden Drahtstück mit 1,66 mm Durchmesser zur Speisung der Antenne (= Feed). Es ist in Richtung der y -Achse angeordnet, beginnt bei „ $y = -2$ mm“ und endet bei „ $y = +2$ mm“. Es besteht nur aus einem einzigen Segment.

b. Dazu kommen vier Drähte mit je 1,66 mm Durchmesser (mit einer Länge von je $\lambda/4$ und 8 Segmenten) zur Bildung des Quadrats. Vorschriftsmäßig verbindet man ein Drahtende mit dem nächsten Drahtanfang und starten bei „ $y = +2$ mm“,

also am Ende des Feeds. Einmal im Ring herum landet man schließlich bei „ $y = -2$ mm“ und damit am Anfang des Feeds. Die Anordnung zeigt **Bild 35** und das zugehörige NEC-File ist nun leicht zu verstehen (**Listing 9**).

Simuliert man nun das Fernfeld und lässt sich anschließend die Stromverteilung anzeigen (...siehe letztes Kapitel), kann man in **Bild 36** nach dem Eintrag der Stromrichtungen und der damit erzeugten E-Feld-Vektoren Folgendes erkennen:

Die waagrecht nach links bzw. rechts gerichteten Strahlungsanteile der vier Drähte kompensieren sich, folglich muss das Maximum der Strahlung nach oben bzw. nach unten (= senkrecht zur Quad, also in z -Richtung) zeigen. Die Polarisierung ist dann durch die Achse „von A nach B“ vorgegeben.

Wer sich zusätzlich genau die Phasenlagen der Ströme auf den „Wires“ ansieht, stellt fest:

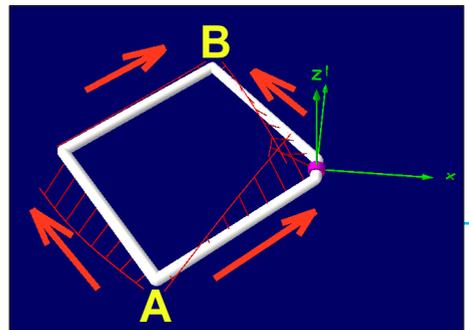


Bild 36: Die wirkliche Polung der einzelnen E-Feld-Vektoren findet man erst, wenn man sich gemäß Bild 34 die tatsächlichen Stromrichtungen der einzelnen Arme überlegt (siehe Text)



Bild 37:
Die räumliche Darstellung des Strahlungsdiagramms (über Taste F9) bestätigt alle Überlegungen und zeigt zusätzlich die korrekte Resonanzfrequenz bei 2375 MHz

a. die Sache mit der Phasenumkehr bei den beiden äußeren Drähten passt, aber

b. die dargestellten Stromkurven „hängen schräg“ was eine Phasenverschiebung des Stromes bedeutet bzw. einen Betrieb neben der Resonanzfrequenz! Zur Abwechslung sind die Drähte diesmal zu kurz und man muss sie alle um den Faktor 1,1714 verlängern. Das geschieht in folgender Zeile des NEC-Files:

```
SY  FREQ = 2375
SY  dr = 0.00166/2
    ' Radius des Kupferdrahtes = 0,83 mm
SY  x = 1.1714
```

Als Erfolg zeigt **Bild 37** das Strahlungsdiagramm mit einem Gewinn von 3,62 dBi UND dazu die sauber senkrecht auf den Drähten stehenden Stromkurven.

Wenn man nun einen „Frequency Sweep“

von 2350 bis 2400 MHz durchführt, kann man mit dem Ergebnis von **Bild 38** recht zufrieden sein. Die Resonanzfrequenz von 2375 MHz stimmt, die Blindanteile sind dort verschwunden und der Eingangswiderstand beträgt reell ca. 160 Ω.

So nebenbei:

Wir können uns merken, dass Feinarbeiten an der Struktur (oder auch Änderungen der Segmentierung) vor allem die Eingangsimpedanz und Resonanzfrequenz beeinflussen, das simulierte Richtdiagramm jedoch kaum ändern.

10.3. Die Biquad-Antenne

Dazu kopiert man lediglich die vorige Antennenstruktur OHNE FEED und

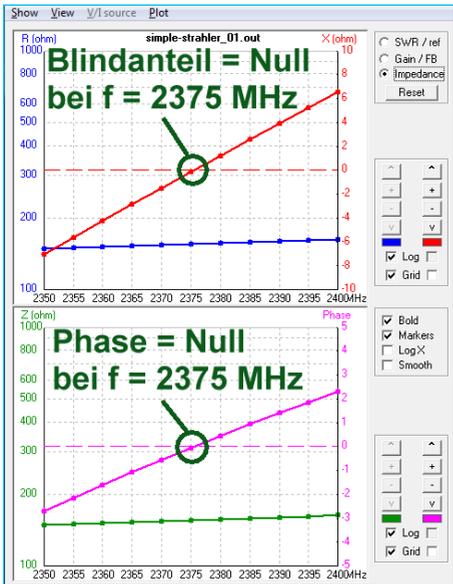


Bild 38: Dazu gehört auch der korrekte Impedanzverlauf bei 2375 MHz mit einem Eingangswiderstand von 160 Ω

addiert man dazu einfach eine Zeile (**Listing 10**).

Betrachtet man die Fernfeldsimulation in **Bild 39**, findet sich darin etwa eine Verdopplung der abgestrahlten Leistung (= Zuwachs um ca. 3 dB im Maximum) nach oben und nach unten. Was irgendwie logisch ist, denn man betreibt nun zwei Quads parallel.

Auch eine Simulation der Eingangsimpedanz bietet keine großen Überraschung: Lediglich die Elementlänge muss etwas korrigiert werden und mit dem nur wenig veränderten neuen Korrekturfaktor (1,173 statt 1,1714) landet man wieder genau bei einer Resonanzfrequenz von 2375 MHz:

$$SY \quad dl = 300/freq/4*\sin(45)$$

$$SY \quad x=1.173$$

Die Phase ist dort Null und der Eingangswiderstand sinkt auf reelle 80 bis 90 Ω (**Bild 40**).

Dazu nochmals derselbe Hinweis:

sieht für die Kopie eine Schwenkung von 180 Grad um die y-Achse vor. Im NEC-File

--- Listing 10:

```
SY      FREQ = 2375.0
SY      dr = 0.00166/2      , Drahtdurchmesser = 1,66 mm
SY      dl = 300/freq/4*sin(45)      , Elementlänge ohne Korrekturfaktor
SY      x=1.1714, Korrekturfaktor
```

, Strahler

GW	1	1	0	-0.002	0	0	0.002	0	dr
GW	2	8	0	0.002	0	-dl*x	dl*x	0	dr
GW	3	8	-dl*x	dl*x	0	-2*dl*x	0	0	dr
GW	4	8	-2*dl*x	0	0	-dl	-dl	0	dr
GW	5	8	-dl*x	-dl*x	0	0	-0.002	0	dr
GM	4	1	0	180	0	0	0	0	2

Die einzelnen Einträge in dieser Zeile bedeuten:

- 4 = Increment Tag number = 4 (und starte deshalb bei Tag 2 + 4 = 6)
- 1 = fertige eine Kopie an
- 0 180 0 = drehe die Kopie um 180 Grad um die y-Achse
- 0 0 0 = keine Verschiebung vornehmen
- 2 = beginne bei Tag 2 (also dem ersten Antennendraht) mit dem Kopieren)

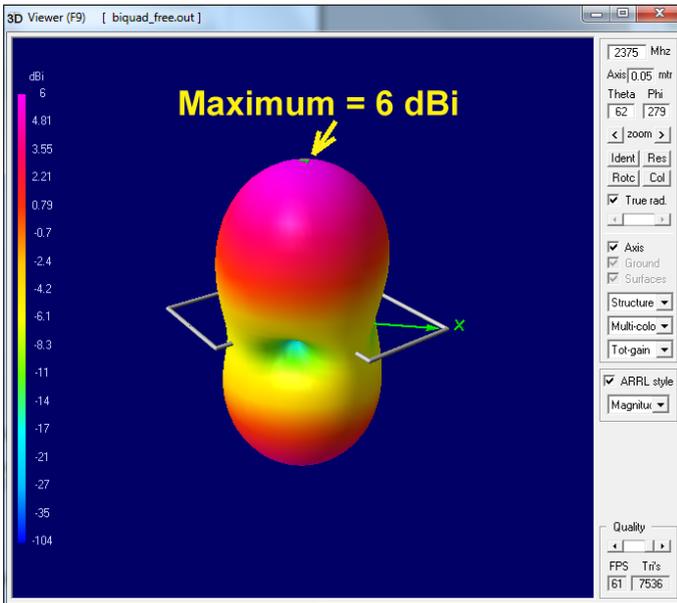


Bild 39:
Die Biquad macht es natürlich noch besser und glänzt mit einem Maximum von 6 dBi

Solche Aufgaben, wie die Bestimmung des exakten Verkürzungsfaktor „x“ erfolgen am leichtesten mit den in 4NEC2 enthaltenen Zusatzwerkzeugen „Evaluator“ bzw. „Optimizer“ und erst mit ihrem Einsatz beginnt das „Fortgeschrittenen-Stadium eines 4NEC2-Anwenders“. Dies zusammen mit anderen interessanten Praxisthemen soll jedoch der Inhalt eines geplanten 3. Teil dieses Artikels werden.

10.3.1. Spielereien mit dem Richtdiagramm der Biquad-Antenne

Es ist durchaus reizvoll, statt „F9“ mal die Taste „F3“ zur Darstellung der Struktur zu drücken, womit sich alle Feinheiten des Richtdiagramms analysieren

lassen (= Option „Near / Farfield“ unter „Show“). Damit und einem weiteren Klick auf „F4“ erhält man eine „Phantomdarstellung“ der Struktur und des Richtdiagramms. Geht man nun im Diagramm „F4“ auf die zweite Menükarte „Farfield“ und klickt darin auf „Next Phi / Az slice“ („Az steht für Azimuth..), lässt sich der horizontale Winkel Φ mit den „Links-Rechts-Pfeiltasten der Tastatur“ weiterschalten. Die Verhältnisse für $\Phi = 90$ Grad zeigt **Bild 41** was selbsterklärend ist.

Genau so lässt sich das Spiel für die Variation des Elevationswinkels Θ starten: Man gehe wieder in „Farfield“ in „F4“, wähle nun darin jedoch „Next Theta / Elevation slice“. Dann läuft das Spiel über die vertikalen Pfeiltasten der Tastatur und man erhält waagrechte Schnitte des Richtdiagramms (= rote Kurve in F4). Man

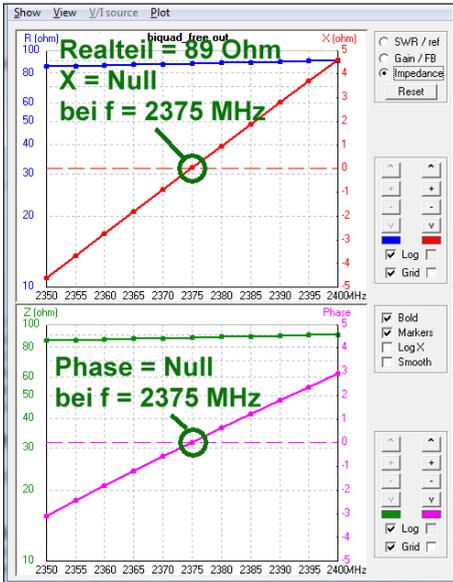


Bild 40: Bitte genau hinsehen - die Resonanzfrequenz stimmt, aber der Eingangswiderstand ist dort auf wenig mehr als die Hälfte (89 Ω) gesunken

kann sich das wie einen Stapel Teller vorstellen, bei dem man gezielt einen Teller auswählt.

10.4. Die Biquad-Antenne mit Reflektor

Dafür wurde eine Version mit ebennem Reflektor und eine mit „Ohren“ gebaut (**Bild 42**). Zuerst soll die Version mit einer Größe von etwa 130 mm x 130 mm ohne seitliche Ohren betrachtet werden.

Die Symmetrierung erfolgt, wie beim Kreuzdipol in Teil 1, durch den bekannten $\lambda/4$ -Topf aus einem 10 mm-Messingröhrchen über der Semi-Rigid-Zuleitung. Das Röhrchen wurde so in den Reflektor eingelötet, dass sich die Antenne 16 mm oberhalb der Reflektorfläche befindet, da die Literatur einen Abstand von $\lambda/8$ zwischen der Biquad-Antenne und dem

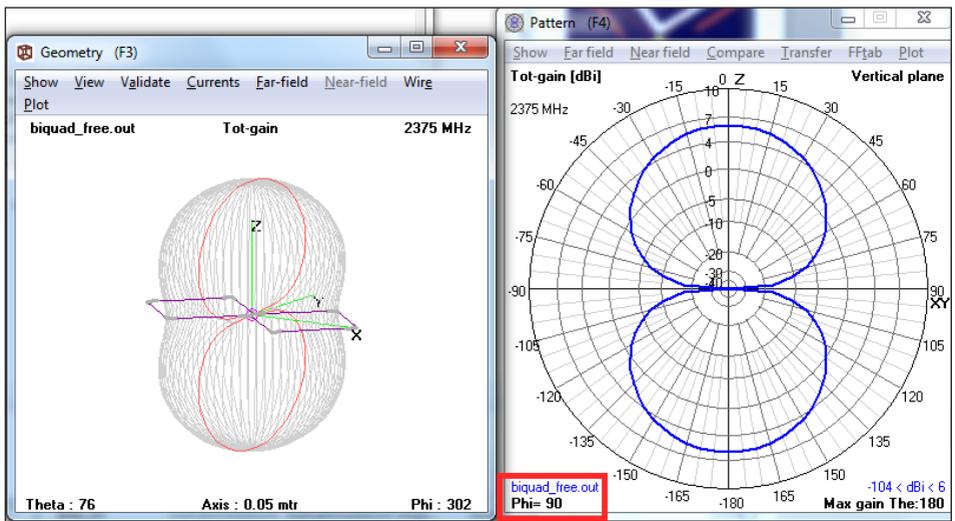


Bild 41: So lassen sich das räumliche Strahlungsdiagramm und ein Schnitt durch eine Ebene über „F3“ gleichzeitig darstellen (siehe Text)

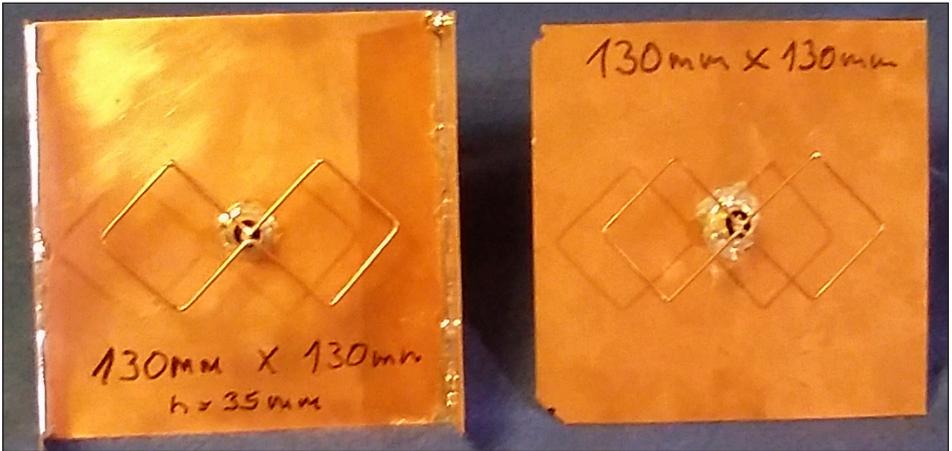


Bild 42: Die Biquad mit „Ohren“ (links) und ohne; leicht zu bauen, wobei der Abstand zwischen Reflektor und Antenne kritisch ist (siehe Text). Das Symmetrier-töpfchen auf der Unterseite gibt noch zusätzliche Arbeit

Reflektor empfiehlt.

Nun steht man vor dem Problem, einen Reflektor für die Simulation konstruieren zu müssen, was eine aufwendige Arbeit zu werden scheint... Hier kann man zwischen zwei Möglichkeiten wählen:

- a. Man arbeitet mit dem mitgelieferten und automatisch installierten 4NEC2-Zusatzprogramm „build“ und verwendet die Vorlage „Patch“. Damit ist der Entwurf ein Kinderspiel! Allerdings wird anschließend im erzeugten NEC-File jeder einzelne „Wire“ mit seinen Daten aufgelistet und bei über 2000 Drähten ergibt das viele viele Seiten an erzeugtem Code. Anschließend muss man nur noch die Biquad-Antenne richtig „hinein praktizieren“ und die Erregung samt Testfrequenz festlegen. Klingt schlimmer als es ist und funktioniert tatsächlich ohne Probleme.
- b. Oder man fängt mit einer sehr sim-

plen Struktur aus nur zwei Drähten an und arbeitet durch mehrfaches ge-

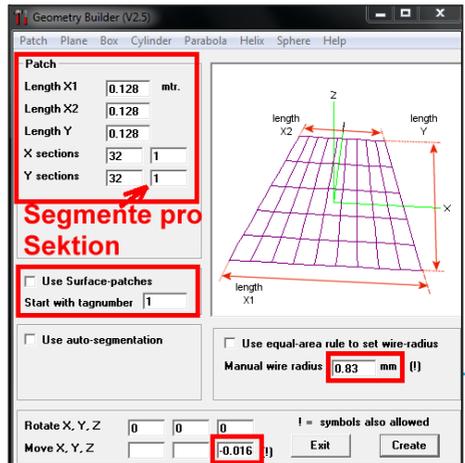


Bild 43: Das ist die erste Möglichkeit zur Konstruktion des Reflektors: Option „patch“ im Zusatzprogramm „build“, was jedoch über 2000 zusätzliche Zeilen im NEC-File erzeugt!



'i:\artikel_4nec2-simulation\teil_2_biquad\nec_neu_artikel\Patch.nec' created, with 2112 segments/patches.

Bild 44: Diese Meldung ist unscheinbar, aber wichtig und man sollte sich diesen Ort merken, an dem das von „build“ erzeugte „NEC-File“ des Reflektors erst mal gespeichert wird

schicktes Kopieren solange, bis endlich der Reflektor (mit kleinen Kompromissen) fertig ist. Dafür reichen nur 5 weitere Codezeilen im NEC-File - die haben es jedoch in sich und erfordern viel Denkarbeit beim Entwurf oder bei der Fehlersuche. Aber kürzer und knapper geht es wirklich nicht mehr.

10.4.1. Erster Entwurf mit dem Zusatzprogramm „build“

Für den Entwurf eines Gitters werden 1,66 mm dicke Drähte und 4 mm Maschenweite gewählt. Mit 32 Sektionen in waagrechter bzw. senkrechter Richtung erhält man einen Reflektor mit den Abmessungen von 128 mm x 128 mm, was passen sollte.

Also öffnet man das Zusatzprogramm „build“, wählt „Patch“ und trägt die erforderlichen Daten ein. Die Details zeigt

Bild 43:

a. Zuerst kommen die erforderlichen Außenabmessungen mit 128 mm x 128 mm sowie die 32 Sektionen in x- und y-Richtung dran. Für jede Sektion ist als Segmentierung „1“ eingetragen (...damit ein Segment genau die Kante einer Masche mit einer Länge von 4 mm ergibt).

b. Man benötigt einen Wire-Radius von 0,83 mm.

c. Man schiebt den Reflektor um 16 mm nach unten, da die Antenne selbst genau in der Ebene „Z = Null“ (= XY-Ebene) liegt und man auf den erwähnten Abstand von etwa $\lambda/8$ zwischen der Biquad-Antenne und dem Reflektor kommen muss.

d. Man prüft, ob die übrigen Häkchen im Bild korrekt gesetzt oder gelöscht sind (...kann sonst Fehler geben...)

Stimmt alles, drückt man „Create“ und hält anschließend einen Augenblick inne. Das kleine **Bild 44** zeigt nämlich in dieser kurzen Meldung den Speicherort des NEC-Files des erzeugten Patches - denn diesen Pfad braucht man unbedingt um es wieder finden zu können.

Jetzt geht es los!

Mit dem Texteditor (z.B. Notepad) öffnet man das NEC-File für die in Kapitel 10.3. untersuchte Biquad-Antenne im freien Raum.

Genau nach dem Ende der Symbol-Deklarationen und vor den „GW“-Karten des Strahlers kopiert man den kompletten Inhalt von „Patch.nec“ (= also das NEC-File des Reflektors) hinein und löscht darin vorsichtig alles heraus, was man dort nicht braucht - auch die Kommentare!

```

Datei Bearbeiten Format Ansicht ?
CM Quad 2375MHz with reflector
CM Length X1 = 0.128
CM Length X2 = 0.128
CM Length Y = 0.128
CM X sections = 32
CM Y sections = 32
CM Rotate X, Y, Z = 0, 0, 0
CM Move X, Y, Z = 0, 0, -0.016
CE

SY FREQ = 2375
SY dr = 0.00166/2
SY dl = 300/freq/4*sin(45)
SY x=0.9915
SY rh = 0.016

      ' Radius des Kupferdrahtes = 0.83 mm
      ' Elementlänge ohne Verkürzungsfaktor
      ' Verkürzungsfaktor
      ' Abstand Reflektor-Antenne

GW  1  1  -.064  -.064  -.016  -.064  -.06  -.016  .00083
GW  2  1  -.064  -.06  -.016  -.064  -.056  -.016  .00083
GW  3  1  -.064  -.056  -.016  -.064  -.052  -.016  .00083
GW  4  1  -.064  -.052  -.016  -.064  -.048  -.016  .00083
GW  5  1  -.064  -.048  -.016  -.064  -.044  -.016  .00083
    
```

Bild 45:
Dieses File „patch.nec“ kopiert man (genau nach Anleitung) in das vorhandene „Biquad-NEC-File“; dann folgen Änderungen und Ergänzungen ...

Es zeigte sich, dass man auch die Strahlerlänge etwas kürzen muss, um wieder auf eine Resonanz bei 2375 MHz zu kommen (dazu gehört $x = 0,9915$).

In **Bild 45** sieht man, wie der Anfang schließlich auszusehen hat.

Dann scrollt man über viele, viele Seiten (...schließlich wurden 2212 Zeilen eingefügt) genau bis an das Ende des Reflektor-NEC-Files und säubert dort in gleicher Weise (siehe **Bild 46**). Geändert werden die „Tag-Nummern“ der Antenne sowie der „Tag“ für den Anschluss der Erregung. Alle Änderungen sind durch rote

Rahmen markiert - und damit ist man schon fertig!

Es ist nun Zeit für die Fernfeld-Simulation - dazu startet man die Berechnung. Da gibt es die erste Wartezeit, wenn das NEC-File für die Rechenvorgaben in ein INPUT-File umwandelt wird (= gelber Fortschrittsbalken).

Es folgt eine weitere Wartezeit, weil mit dem „INPUT-File“ nun die nötigen Berechnungen vorgenommen werden (= grüner Fortschrittsbalken). Letztendlich kommt man zu **Bild 47** und kann sich über den maximalen Gewinn von 10,5 dBi (senk-

```

GW 2106 1 -.036 -.064 -.016 .04 -.064 -.016 .00083
GW 2107 1 .04 .064 -.016 .044 .064 -.016 .00083
GW 2108 1 .044 .064 -.016 .048 .064 -.016 .00083
GW 2109 1 .048 .064 -.016 .052 .064 -.016 .00083
GW 2110 1 .052 .064 -.016 .056 .064 -.016 .00083
GW 2111 1 .056 .064 -.016 .06 .064 -.016 .00083
GW 2112 1 .06 .064 -.016 .064 .064 -.016 .00083

' Strahler
GW 2200 1 0 -0.002 0 0 0.002 0 dr
GW 2201 8 0 0.002 0 -d1*x d1*x 0 dr
GW 2202 8 -d1*x d1*x 0 -2*d1*x 0 0 dr
GW 2203 8 -2*d1*x 0 0 -d1*x -d1*x 0 dr
GW 2204 8 -d1*x -d1*x 0 0 0 -0.002 0 dr
GM 4 1 0 0 180 0 0 2201
GE 0 0 0 0 0 0 0 0

EK 0 0 0 0 0 0 0 0
FR 0 1 0 0 1 FREQ 0
EN 0 1 0 0 0 0 0 0
    
```

Tag 2112 = Ende des Reflektors

Tag 2200 = Feed

Bild 46:
....und am Ende die „Tag-Nummern“ bei der Biquad-Antenne die zusätzlich eingefügt über 2200 Zeilen des Reflektors berücksichtigen

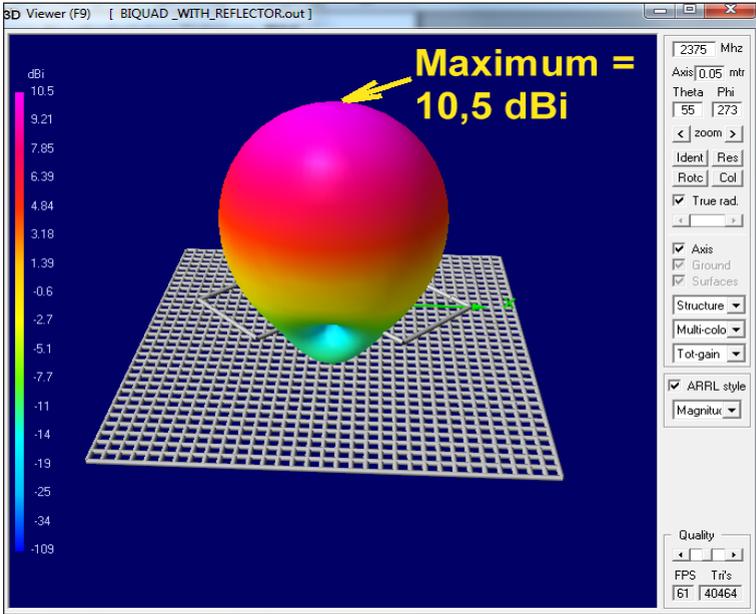


Bild 47:
Nach getaner Arbeit wird man mit einem maximalen Gewinn von 10,5 dBi belohnt!

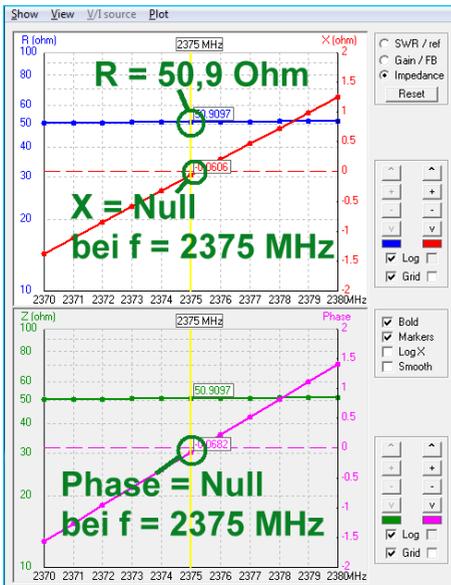


Bild 48: Auch die Resonanzfrequenz und die Eingangsimpedanz geben keinen Grund zur Klage

recht nach oben zeigend) freuen.

Hier sollte man gleich den „Frequency Sweep“ von 2370 bis 2380 MHz anhän-

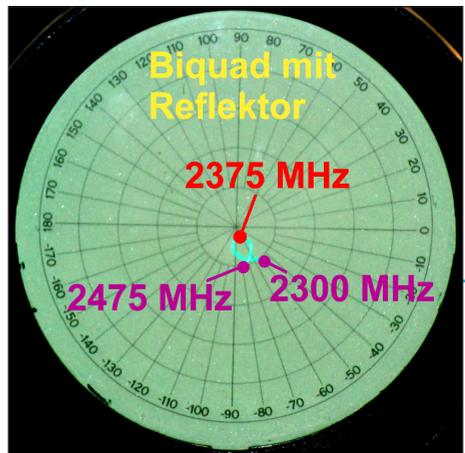


Bild 49: Der Vektorielle Netzwerk-Analysator bestätigt die Simulationen

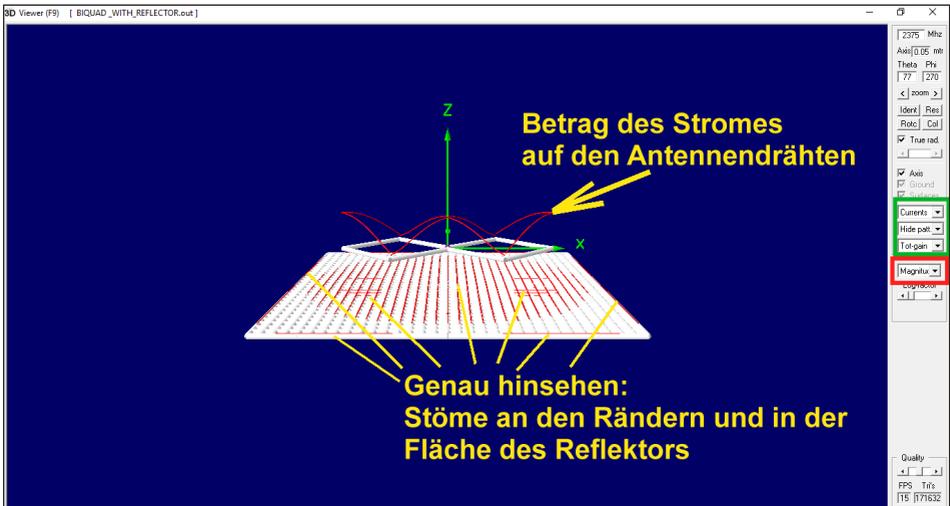


Bild 50: Es wird auch interessant, wenn man mal einen Blick auf die fließenden Ströme wirft (siehe Text)

gen, denn auch dieses Ergebnis ist erfreulich (**Bild 48**). Zum Vergleich folgt - ohne Worte! - in **Bild 49** der mit dem Vektoriellen Netzwerkanalysator gemessene S11-Verlauf.

Die bereits vorher verwendete Option zur Darstellung der Ströme in der Antennenstruktur bietet hier noch weitere interessante Einsichten.

In **Bild 50** sieht man am rechten Rand im grünen Rahmen die erforderlichen Einstellungen zur Darstellung der Stromverläufe (= Currents / Hide Pattern / Total Gain). Der rote Rahmen zeigt, dass man mit „Magnitude“ beginnt, wobei das Ergebnis interessant ist:

Zu sehen sind nicht nur die Beträge der Ströme auf den Drähten, sondern auch die Tatsache, dass der Reflektor nicht unendlich groß ist und außerdem aus Maschendraht besteht. Deshalb muss es

auch auf der Unterseite etwas geben – schließlich zeigte Bild 47 einen kräftigen „Nebenzipfel“ senkrecht nach unten.

Was wirklich los ist, liefert die nächste Einstellung: „Phase“. Bei ihr werden alle Ströme - und seien sie auch noch so klein - als rote Fäden mit derselben Länge dargestellt. Die Neigung jedes Fadens gegen die z-Achse liefert die nötige Information über seine Phasenlage. Den Blick auf die Oberseite und die Antenne bietet **Bild 51**.

Was auf der Unterseite des Reflektors los ist, zeigt dagegen **Bild 52**. Das wäre eine hübsche Fleißaufgabe, wenn man herausbringen will, woher das alles kommt: Da kriechen z.B. die Randströme des Reflektors bis auf die Unterseite, durch die Maschen des Gitters marschieren ebenfalls kleine Stromanteile nach unten usw.

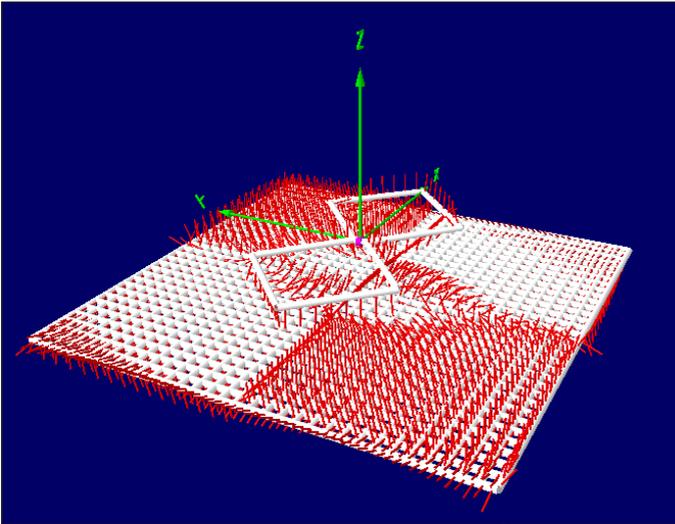


Bild 51:
Läßt man nur die Phasendarstellung der Ströme zu, hat man überall dieselben Amplituden, findet dadurch sozusagen jedes „Staubkorn“!

Zum Schluss schaltet man um auf „Both“ und hat alle Informationen über die Ströme beisammen (**Bild 53**). Jetzt stimmen die Amplitudenverhältnisse wieder und die Bürstendarstellung von Bild 51 ist verschwunden. Aber man sieht, dass durch den Kopiervorgang im NEC-File zur Er-

zeugung der zweiten Quad leider nicht „Anfang mit Ende“, sondern „Anfang mit Anfang“ bei den betroffenen Drähten verbunden wurde. Und das führt plötzlich zur negativen Darstellung des Stromes in der rechten Biquad-Hälfte.

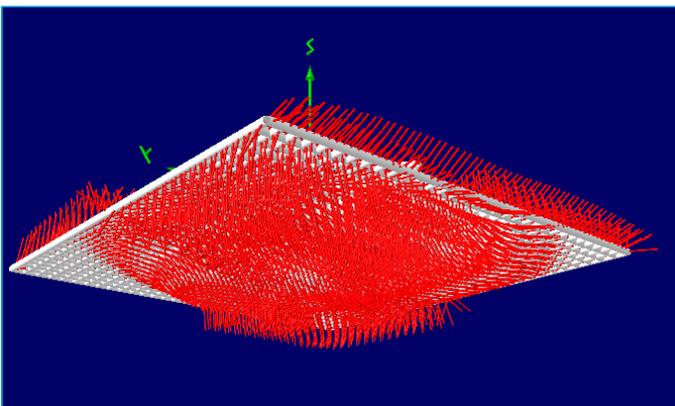


Bild 52:
Sogar auf der Reflektor-Unterseite zeigt die „Bürstendarstellung“, dass da wegen der Maschenstruktur in der Simulation Einiges los ist

--- Listing 11:

CM Biquad 2375MHz with reflector
CE

SY FREQ = 2375

SY dr = 0.00166/2 ,

SY dl = 300/freq/4*sin(45)

SY x=0.9915

SY rh = 0.016

SY Mw=0.004

Radius des Kupferdrahtes = 0.83 mm

, $\lambda/4$ – Strahlerelement ohne Korrekturfaktor

, Korrekturfaktor

, Abstand Reflektor-Dipol = 16 mm

, Maschenweite = 4 mm

, Strahler

GW	1	1	0	-0.002	0	0	0.002	0	dr
GW	2	8	0	0.002	0	-dl*x	dl*x	0	dr
GW	3	8	-dl*x	dl*x	0	-2*dl*x	0	0	dr
GW	4	8	-2*dl*x	0	0	-dl*x	-dl*x	0	dr
GW	5	8	-dl*x	-dl*x	0	0	-0.002	0	dr
GM	4	1	0	0	180	0	0	0	2

, Reflektor

GW	10	1	0	0	-rh	0	Mw	-rh	dr	A
GW	11	1	0	Mw	-rh	Mw	Mw	-rh	dr	B
GM	2	15	0	0	0	0	Mw	0	10	C
GM	40	15	0	0	0	Mw	0	0	10	D
GM	700	3	0	0	90	0	0	0	10	E

GE

EK

EX 0 1 1 0 1 0

FR 0 1 0 0 0 FREQ

EN

Noch eine Warnung:

Es kann passieren, dass die Simulation mit der Meldung abbricht: „zu wenig Segmente (z.B. nur 1500) freigegeben“. Dann muss man unter „Settings“ und „NEC Engine“ die „maximum number of segments“ aufrufen. Bei mir steht jetzt einfach aus Gewohnheit „9000“ drin - das reicht fast immer...

10.4.2. Zweiter Entwurf: Minimierung des NEC-Files durch einen Experten

Das ist natürlich eine tolle Sache, wenn 2212 „GW“-Cards durch raffinierte Programmierung auf 5 Zeilen zusammenschumpfen - und das erfordert natürlich einen Freund und Kollegen wie Hardy Lau, DL1GLH, der seit weit mehr als 10 Jahren an solchen NEC-Files und speziellen Antennenproblemen herum tüfelt.

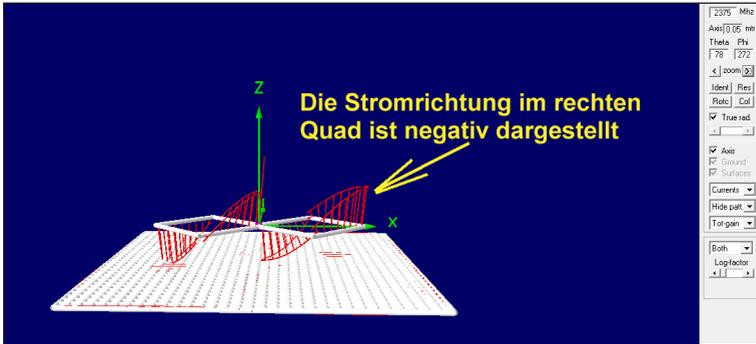


Bild 53: Erst mit korrekter, gleichzeitiger Darstellung von Amplitude UND Phase sieht man die tatsächlichen Verhältnisse des Stroms; an der invertierten Stromphase, erkennt man, dass beim Kopieren „Drahtanfang mit Drahtanfang verbunden wurde“ (siehe Text)

So sieht sein File für die komplette Antenne aus, wenn zusätzlich die Maschenweite als Variable definiert wird, um damit zu spielen (**Listing 11**).

Nun soll der Reflektorentwurf genauer betrachtet werden:

Zeile A (siehe Listing 11, rechts unten):

Damit wird ein „Wire“ mit 2 mm Durchmesser von $y = -4$ mm nach $y = +4$ mm definiert. Er verläuft in den Ebenen $x = \text{Null}$ und $z = -16$ mm.

Zeile B:

Ein zweiter „Wire“ startet (in derselben z-Höhe) bei $x = 0 / y = +4$ mm und führt

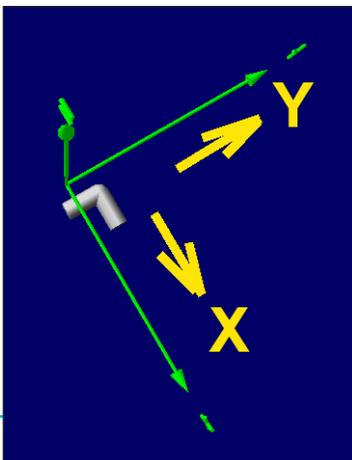


Bild 54: So macht es jedoch der Experte: Er beginnt mit nur zwei Drähten ...

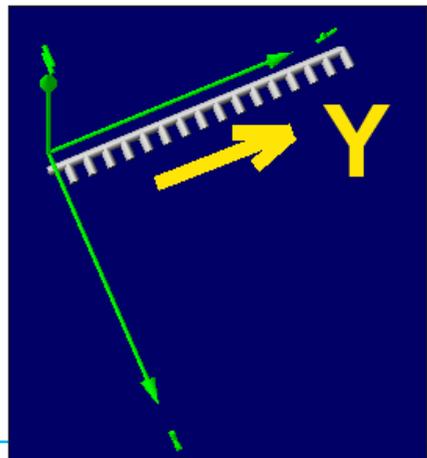


Bild 55: ... und kopiert dieses einfache Gebilde 15x bei gleichzeitiger Verschiebung nach rechts

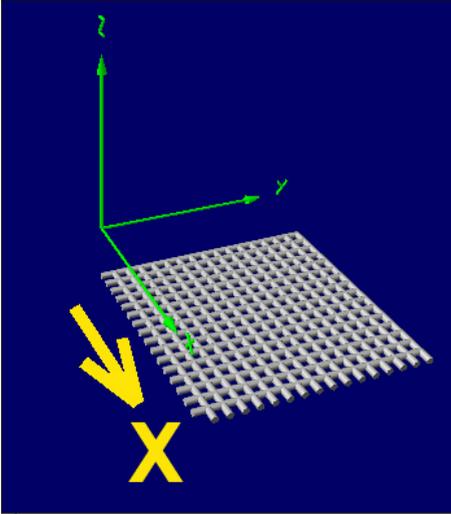


Bild 56: Dieser Gartenzaun wird wieder 15x kopiert und gleichzeitig jede Kopie in die positive X-Richtung verschoben, was das erste komplette kleine Gitterstück ergibt

nach $x = +4 \text{ mm} / y = +4 \text{ mm}$.

Er steht damit senkrecht auf dem „Wirk“ von Zeile „A“ (Bild 54).

Zeile C:
Dieses Gebilde wird 15x kopiert und bei jedem Kopierschritt um 4 mm in die positive Y-Richtung verschoben (Bild 55).

Zeile D:
Das Ergebnis von „C“ wird erneut 15x kopiert, aber jede Kopie um 4 mm in die positive X-Richtung verschoben (Bild 56).

Jetzt hat man bereits ein Viertel der Fläche erzeugt...

Zeile E:
Schließlich folgen drei weitere Kopien, wobei jede um 90 Grad um die Z-Achse gedreht wird (Bild 57)

Fertig!

Die anschließende Simulation liefert (... trotz der vier fehlenden Randstücke des Reflektors) dasselbe Ergebnis wie beim „Build“-Reflektor aus vorherigem Beispiel. Daher werden diese Kurven nicht nochmals gezeigt.

10.4.3. Die Biquad – Antenne mit Reflektor und „Ohren“

Diese Erweiterung (Bild 58) findet

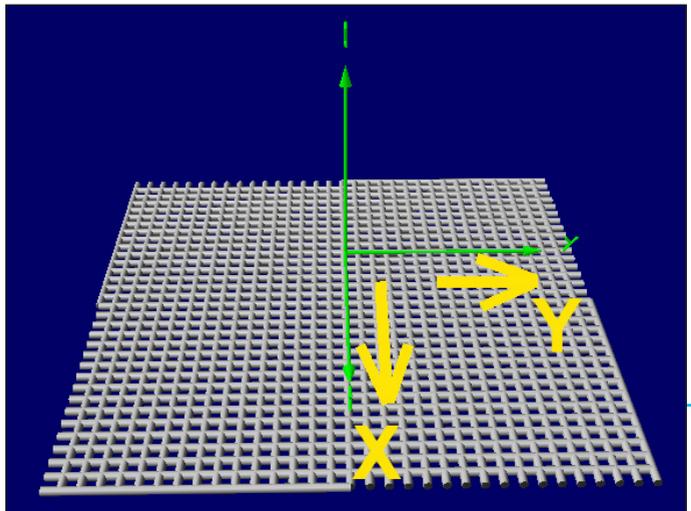


Bild 57: Jetzt wieder 3x kopieren und dabei jede Kopie um 90 Grad drehen - fertig ist der Reflektor!

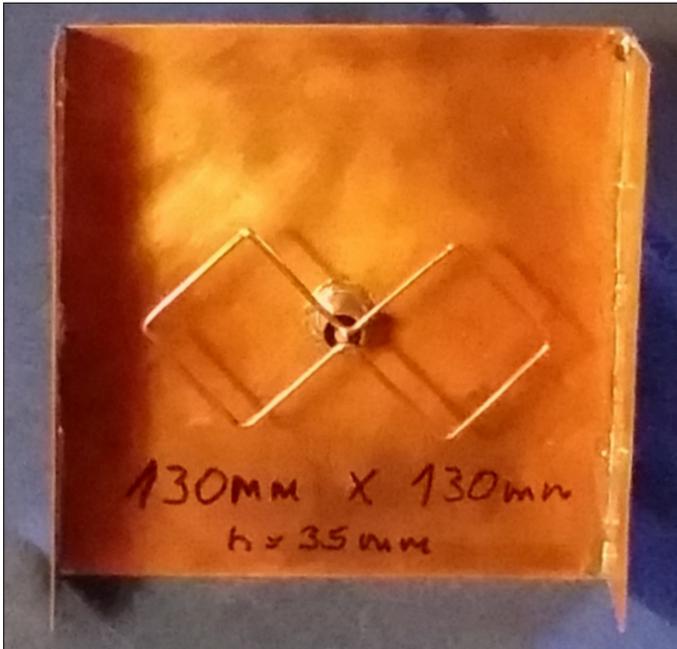


Bild 58:
Auch solche zusätzliche „Ohren“ lassen sich mit dem Kopiertrick sehr einfach erzeugen (siehe Text)

man bisweilen bei Internet-Beispielen, aber genauere Messwerte oder Simulationen fehlen dabei. Deshalb ist es interessant, dem Reflektor solche „Ohren“ mit einer Höhe von 35 mm und gleicher Maschenweite von 4 mm zusätzlich zu

verpassen - schließlich ist das mit 4NEC2 eine Kleinigkeit. Das hatten wir ja schon und wir beginnen wieder mit 2 Drähten. Der erste steht genau senkrecht auf dem linken unteren Eck des Reflektors und zeigt nach oben. Der zweite schließt dann

--- Listing 12:

,Reflektor										
GW	10	1	0	0	-rh	0	0.004	-rh	dr	
GW	11	1	0	0.004	-rh	0.004	0.004	-rh	dr	
GM	2	15	0	0	0	0	0.004	0	10	
GM	40	15	0	0	0	0.004	0	0	10	
GM	700	3	0	0	90	0	0	0	10	
,Seitliche Ohren										
GW	4000	1	0.064	-0.064	-rh		0.064	-0.064	-rh+Mw	dr A
GW	4001	1	0.064	-0.064	-rh+Mw		0.060	-0.064	-rh+Mw	dr B
GM	2	32	0	0	0		-Mw	0.0	0	4000 C
GM	100	8	0	0	0		0	0.0	Mw	4000 D
GM	1000	1	0	0	0		0	0.128	0	4000 E

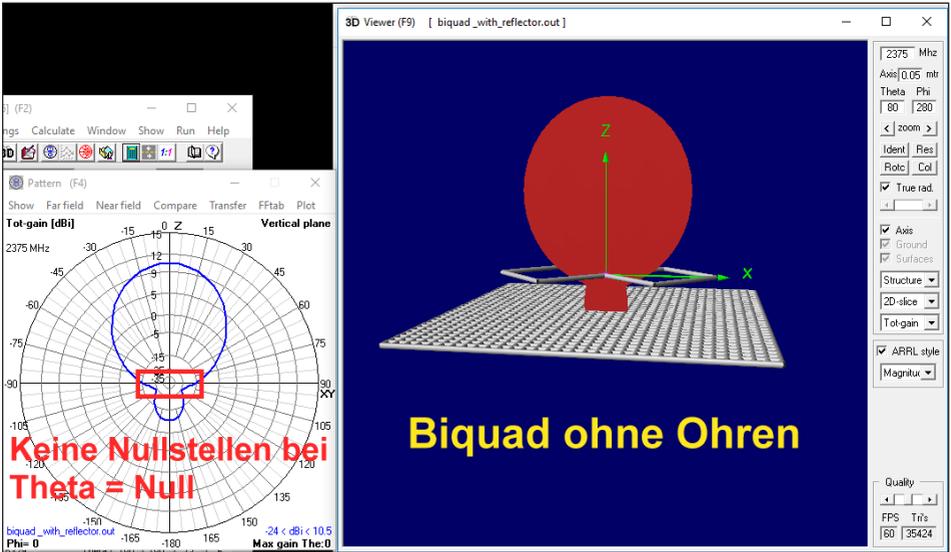


Bild 59: So lässt sich die Orientierung erleichtern: man holt sich gleichzeitig die „Phantomstruktur“ von „F3“ mit der eingetragenen Betrachtungsebene und dazu „F9“ mit einem „2D-Slice“ auf den Bildschirm. Hier für die Antenne ohne „Ohren“.

in horizontaler Richtung an und zwar parallel zur Reflektorfläche UND zur Außenkante des Reflektors. Dann folgt wieder passendes Kopieren bzw. Drehen.

So sieht der Kern des entsprechenden NEC-Files für die eigentliche Antennenstruktur letztendlich aus (Listing 12).

Erklärung im Detail:

Zeile A:
Der erste „Wires“ startet bei 0,064 / 0,064 in der Reflektorebene und geht hoch bis 4 mm über den Reflektor.

Zeile B:
Der zweite „Wires“ hängt am Ende des ersten und der Draht läuft in dieser Höhe parallel zur Reflektorkante.

Zeile C:
Dieses Gebilde wird 32 mal in Richtung

Reflektorkante in Schritten von 4 mm kopiert.

Zeile D:
Der fertige „Zaun“ wird zur Fertigstellung des gewünschten „Ohrs“ 8 mal nach oben kopiert und damit ist die gewünschte linke Seitenwand mit einer Höhe von 36 mm fertig gestellt.

Zeile E:
Dieses vollständige „Ohr“ wird einmal dupliziert und die Kopie auf der anderen Seite des Reflektors angeordnet. Damit ist die vorhin in Bild 58 gezeigte Gesamtkonstruktion für die Simulation komplett.

Beim simulierten Strahlungsdiagramm ergibt sich in der Hauptstrahlrichtung (= senkrecht nach oben) kein Unterschied beim maximalen Gewinn. Er beträgt etwa 10,5 dBi und weicht nicht viel von der

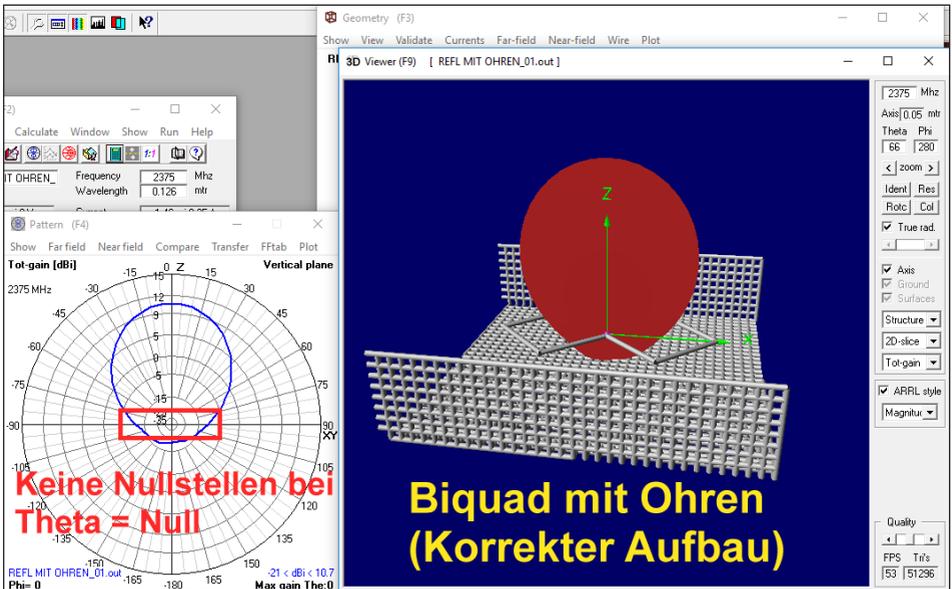


Bild 60:

Version ohne „Ohren“ ab. Ist ja irgendwie logisch, dass sich diese „Ohren“ nur bei der Strahlung in waagrechter Richtung auswirken können...

Um der Sache mit der Strahlung in waagerechter Richtung auf den Grund zu gehen, wurde eine weitere Simulation durchgeführt, bei der die Biquad-Antenne durch folgende zusätzliche Zeile vor „GE“ = (Geometry End) um 90 Grad (= um die Z-Achse) gedreht wurde:

GM 0 0 0 0 90 0 0 0 7000

Das Gesamtergebnis wird als Vergleich der Richtdiagramme für dieselbe Azimuth-Richtung ($\Phi = \text{Null}$) und für die untersuchten drei Struktur-Möglichkeiten (ohne „Ohren“ / mit „Ohren“ / Anten-

ne um 90 Grad auf dem Reflektor mit „Ohren“) präsentiert (Bilder 59 bis 61). Bei genauem Vergleich sieht man, dass sich der Aufwand mit den seitlichen „Ohren“ nicht wirklich lohnt. Es gilt nämlich:

- In senkrechter Richtung nach oben beobachtet man bei allen drei Versionen eine linear polarisierte Strahlung mit identischem maximalem Gewinn von 10,5 dB.
- Vergleicht man die drei Antennen genau in der xy-Ebene (also bei der Horizontalpolarisation), findet man kleinere Unterschiede. Aber die beiden Nullstellen des horizontalen Diagramms werden durch die Dipol-Anordnung festgelegt und schwenken mit, wenn

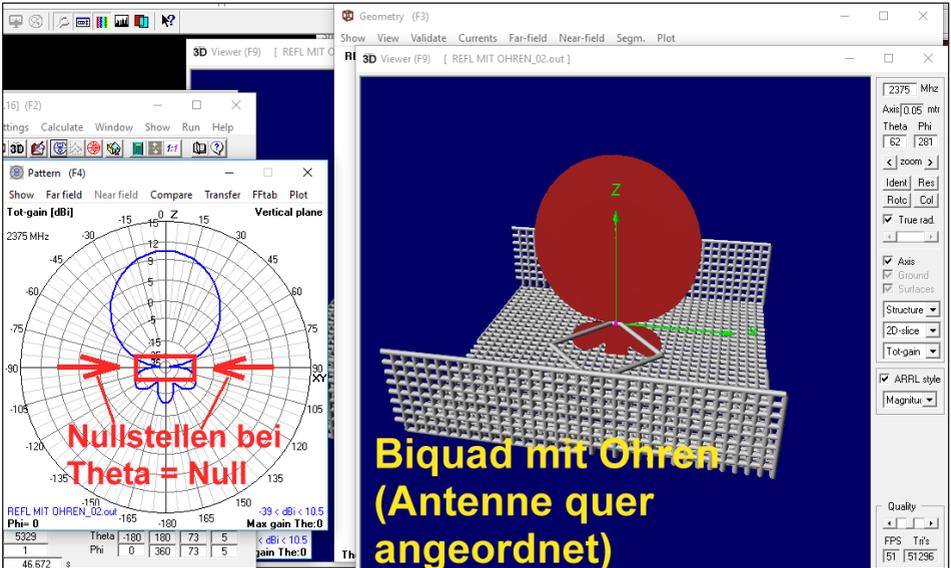


Bild 61: Bei um 90 Grad gedrehter Antenne strahlt sie auch gegen die Ohren. Ändert den maximalen Gewinn nur wenig, dafür taucht die zur Biquad-Antenne gehörende Nullstelle (bei $\Theta = 0$) auf

man beim dritten Fall die Antenne um 90 Grad innerhalb des Koordinatensystems dreht. Die „Ohren“ wirken sich also weniger stark aus als erwartet - und normalerweise ist man ja nur auf den hohen Gewinn von 10,5 dBi in senkrechter Richtung nach oben scharf... der ist kein Wunder, da man ja im Prinzip drei parallel geschaltete Dipole vor einer Reflektorwand betreibt.

10.5. Die Biquad-Antenne und die Praxis

Dass der hohe simulierte Gewinn tatsächlich echt ist, zeigte sich bereits bei der Messung der Eingangsimpedanz mit dem Vektoriellen Netzwerkanalysator. „Sweep“ man hier über einen bestimm-

ten Frequenzbereich in der Umgebung der Resonanzfrequenz und wedelt mit der Hand vor der Antenne herum, hüpf die dargestellte Kurve im gleichen Rhythmus auf und ab und hin und her. Schuld sind natürlich die unterschiedlichen Reflexionen durch die Hand des Autors, die ja vom Netzwerk-Analysator als rücklaufende Welle interpretiert werden (...diesen Kurztest sollte man sich angewöhnen, denn so sieht man sofort, ob die zu untersuchende Antenne im eingestellten Frequenzbereich überhaupt strahlt. Sonst fällt man leicht auf, „nichtstrahlende Resonanzfrequenzen in der Nähe“ herein!).

Aber wie erkennt man letztendlich, dass der hohe simulierte Gewinn tatsächlich stimmen muss? Nun, ganz einfach: Bereits beim darauf Zugehen auf den



Messplatz mit angeschlossener Biquad-Antenne begann sich das dargestellte Diagramm bereits bei einer Annäherung auf 3 Meter leicht zu bewegen und unter 2 m Abstand wirkte sich jeder Schritt und jede seitliche Bewegung in einem entsprechenden Hüpfen der Kurve auf dem Analysatorschirm aus.

Damit war leider sofort klar, dass die kleine Kellerwerkstatt für „Freiraum-Messungen bei hohem Gewinn“ absolut ungeeignet ist. Man bricht also hier ab und freut sich dafür am Ergebnis sowie am Erfolg der vielen aufgewendeten Mühen.

11. Literatur

[1] Gunthard Kraus, „Empfängerbau mit 50 Ω -Baugruppen (= „Gainblocks“) und SDR-Stick. Teil 4: Empfang des 13-cm-Bandes“. UKW-Berichte 3/2017, Seite 161 - 186

[2] <http://www.ok1rr.com/files/NEC2MP.ZIP>

[3] Quick and Cheap Omni Antenna for 1296 MHz, Paul Wade, W1GHZ, w1ghz@arrl.net

[4] Homepage von Hardy Lau:
www.DL1GLH.de