

Yagi Simulation: CAD-Software for Evaluation and Development

(A Case Study and Performance Report)

Rainer Bertelsmeier, DJ9BV¹
Günter Hoch, DL6WU²

(Part I)

Kurzfassung: Nach einer Einführung in die elektrodynamischen Grundlagen von Yagis folgt eine Übersicht über die Verfahren, auf Rechnern die elektrischen Eigenschaften von Yagi's (Richtdiagramm, Gewinn, Impedanz) zu berechnen. Diese werden mit ihren zugrundeliegenden Annahmen und Einschränkungen gewürdigt. Eine Vorstellung der heute verfügbaren Programme auf PC's und Großrechnern schließt die Simulationsprogramme RADICAL, MININEC, MN, YO, NEC-II PC, NEC-II, YAGIANALYSIS, YAGIMAX und YAGINEC ein. Diese werden sowohl in ihren Simulationsmöglichkeiten als auch in softwaretechnischen Eigenschaften gewürdigt. Es folgt ein Kapitel über die Wirkungsweise von Yagis und die Problematik der Meßtechnik. Damit wird die Grundlage für eine Fallstudie gelegt, in der in einer Gruppe von ausgewählten Yagi-Modellen die Meßergebnisse für diese Antennen mit den Simulationsergebnissen aller Programme verglichen werden. Daraus ergeben sich ein Leistungsbild der Programme und Hinweise auf Problembereiche der Simulation, die durch die Anwendung von Näherungsverfahren und Vereinfachungen begründet sind.

Abstract: After an introduction into the electrodynamical basics of Yagi-Antennas a description is given for the basic methods for calculation of yagi properties (gain, impedance and pattern) on computers. These are the impedance matrix method and the method of moments. The underlying assumptions and approximations are discussed. A description of simulation software currently available includes the programs NEC-II, NEC-II PC, MININEC, MN, YO, YAGIANALYSIS, YAGIMAX, YAGINEC and RADICAL. They are described in their features, software quality, user interface, speed and size. A chapter covering the principles of Yagi design and measurement problems lays the ground for a following case study. This includes a selected range of typical Yagis and the comparison of measurements and simulation results for the range of programs investigated. The results lead to a critical view of the capabilities of Yagi simulation and a relative judgement of those programs. Some critical issues in modelling are covered.

1. Einführung

Jahrelang war die Bestimmung der Antennenleistungsdaten (Diagramm, Gewinn und Wirkungsgrad) von Yagis, eine bei Amateuranwendungen besonders beliebte Antennenform, nur unter großen meßtechnischen Schwierigkeiten möglich. Welch große Meßfehler auftreten können, zeigen der Vergleich der Ergebnisse der jährlichen Antennenmessungen auf Amateurtagungen in den USA, sowie die Ergebnisse

1 *Gluecksburger Str. 20, D-2000 Hamburg 50*

2 *Gersprenzweg 24, D-6100 Darmstadt*

von hiesigen Messungen. (DL1BU, DL6WU, Anaboda). Wegen dieser Diskrepanzen waren die Leistungswerte von Yagis immer ein starker Punkt der Diskussion unter Amateuren und auch Glauben in Form von 'Wunderantennen' war nicht selten im Spiele.

In den 70-iger Jahren wurden für kommerzielle Zwecke Antennensimulationsprogramme entwickelt, die zunächst auf Großrechnern und für Forschungszwecke angewendet wurden. Mitte der 80-er wurden diese Programme in einfacher Form für PC's verfügbar gemacht und damit auch für Amateure anwendbar.

Da die Leistungsfähigkeit dieser Simulationsprogramme sehr unterschiedlich und auch für den normalen Amateur kaum beurteilbar ist, soll dieser Artikel eine Übersicht über die verfügbaren Programme geben und diese gegeneinander und gegen Standards bewerten.

1. Introduction

For decades the Yagi antenna has been a first choice for amateur radio applications. But the properties - Gain, Efficiency and Pattern - could be evaluated only by difficult and time consuming measurements with limited accuracy. A look at the results of amateur measurements of Yagis during antenna gain contests etc. unveils significant discrepancies of the numbers measured. This fact is one of the reasons for a tendency among amateurs to believe in 'miracle' designs. A new dimension in antenna evaluation was opened during the seventies, when large simulation programs for antennas were developed on mainframe computers for research purposes. During the eighties these programs were scaled down for PC's and are now available for amateur use.

Because of the complexity of the simulation task and the influence of the underlying assumptions on the accuracy of the programs it's not easy to judge the relative performance of these programs. This article is meant to give insight into the problems and methods of Yagi simulation and to give performance figures in form of a case study, where the selected range of programs is applied to real-world antennas and the results are compared to measurements.

2. Funktion von Antennen-Simulationsverfahren

2.1 Elektrodynamische Grundlagen

Was ist eine Antenne?

John D. Kraus sagt¹:

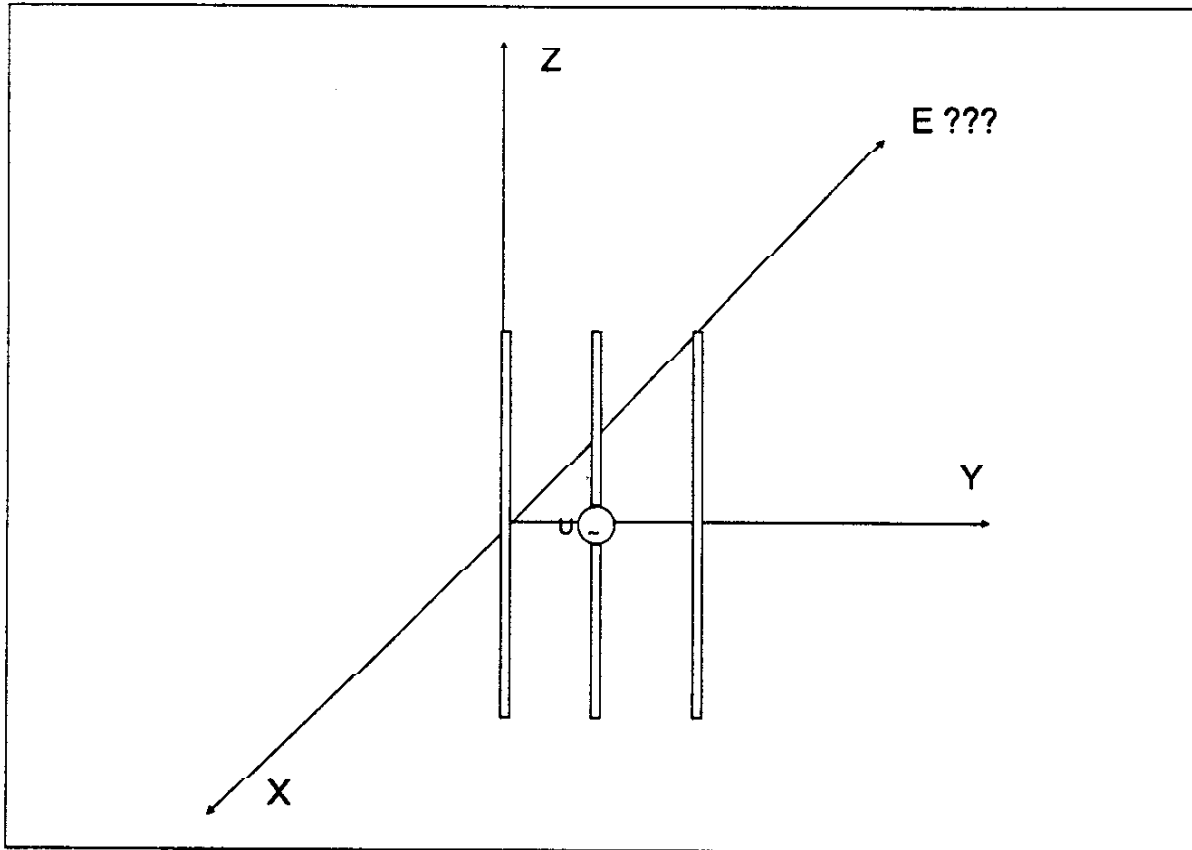
Def.: Eine Antenne ist ein Gerät, das elektromagnetische Wellen aus einem Wellenleiter in elektromagnetische Wellen im freien Raum überführt und umgekehrt.

Wellenleiter sind z.B. Koaxialkabel, symmetrische Leitungen oder Hohlleiter, kurzum alle Transportwege für elektromagnetische Energie, die nicht strahlen. Auf der anderen Seite ist dann das elektromagnetische Feld im freien Raum zu betrachten, das durch Felder, Strahlungsdiagramme (Intensitätsverteilungen) usw. gekennzeichnet ist.

Antenne sind in diesem Sinn Sensoren/Aktuatoren für elektromagnetische Wellen. Sie strahlen diese ab oder empfangen sie.

HF-Leitungen sind dann Wellenleiter ohne Strahlung. Resonatoren speichern HF-Energie.

1 John D. Kraus, "Antennas", McGraw Hill, New York 1988



Bild/Figure 1: Fragestellung: Simulation einer Yagi

Im folgenden beschränken wir uns auf spezielle Antennen, nämlich Yagi's. Yagi-Antennen sind lineare Arrays von strahlungsgekoppelten Elementen, die hauptsächlich als zylindrische, verkürzte Halbwellendipole ausgebildet sind.

Um das elektromagnetische Feld einer Yagi zu berechnen, ist das Bild des Wellenleiters wenig hilfreich. In Kapitel 3 "Wirkungsweise von Yagi Antennen" wird auf das Wellenleiterbild wieder Bezug genommen. An dieser Stelle ist es sinnvoll, sich eine Yagi als linear angeordnetes Array von zylindrischen Stäben vorzustellen, auf denen zeitlich veränderliche Ladungsverteilungen existieren bzw. in denen Ströme fließen. Diese werden von der speisenden HF-Spannung U mittels eines ausgezeichneten Elementes, dem Speiseelement, induziert. Kennt man die Strom- und Ladungsverteilungen auf allen Stäben, kann man daraus das Vektorpotential für die Ströme bzw. das Skalarpotential für die Ladungsverteilungen aufstellen. Die Elektrodynamik stellt Gleichungen zur Verfügung (Maxwellsche Gleichungen), mit deren Hilfe aus diesen Potentialen das resultierende magnetische und elektrische Wechselfeld berechnet werden kann.

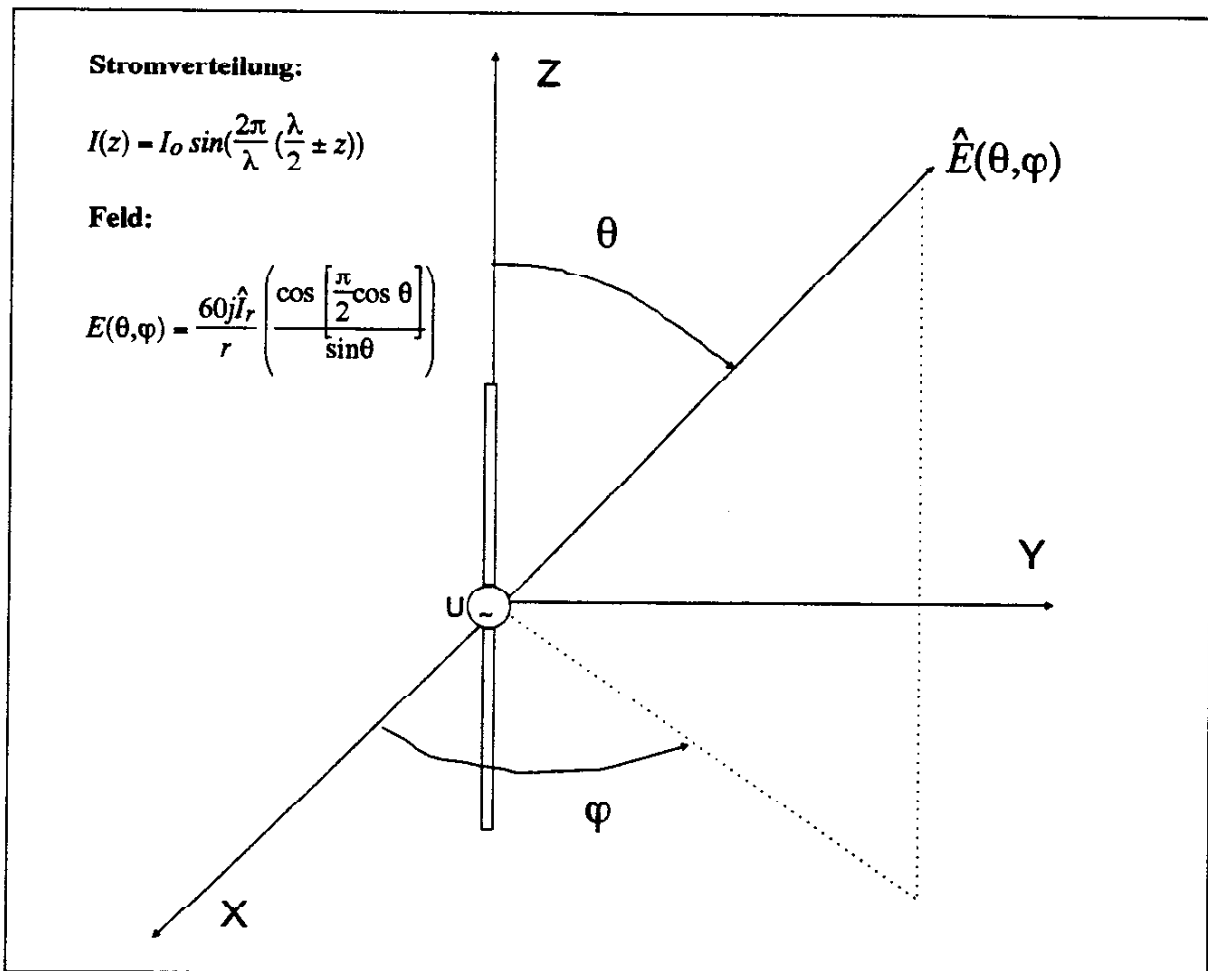
Die elektrodynamische Berechnungsaufgabe kann wie folgt charakterisiert werden:

Gegeben sei ein räumlich angeordnetes Gebilde von zylindrischen Stäben, von denen einer mit einer HF-Spannung $\hat{U} = \hat{U}_0 \sin \omega t$ gespeist wird (Bild 1)

- Welche Stromverteilungen ergeben sich in und auf den Elementen?
- Welches räumliche Strahlungsfeld (Magnetische oder elektrische Feldstärke) bzw. Richtdiagramm ergibt sich?

- Wie groß sind Richtfaktor, Gewinn und Eingangsimpedanz?

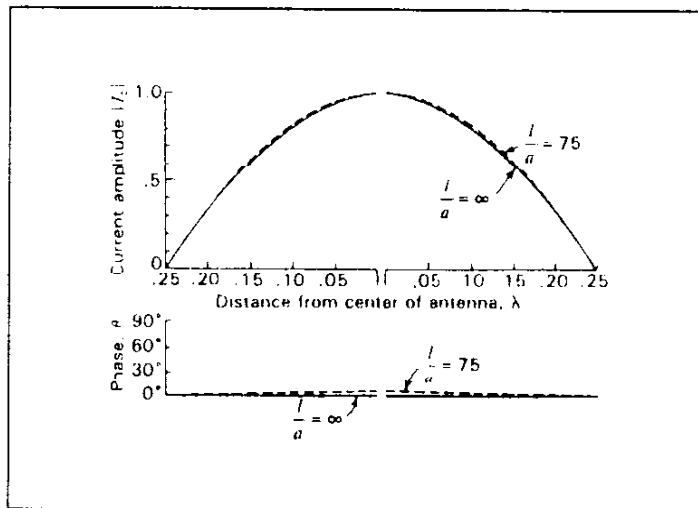
Diese Berechnung erfolgt allein auf Grund der mechanischen Abmessungen, der Leitfähigkeit des Materials und der Frequenz der erregenden HF-Energie. Zur Definition des Koordinatensystems siehe Anhang A.1. Kennt man die Feldverteilung $E(\theta, \varphi)$, folgt daraus das Richtdiagramm $P(\theta, \varphi)$ (Anhang A.3). Daraus kann der Richtfaktor durch Integration über das Richtdiagramm oder durch Vergleich der maximalen Strahlungsdichte (Anhang A.2) mit der mittleren Strahlungsdichte berechnet werden.



Bild/Figure 2: Halbwellen-Dipol

Das Problem ist zunächst, die Ladungsverteilungen und Stromverteilungen auf jedem Strukturelement einer Antenne zu kennen. Die allgemeine Lösung wird durch eine komplexe Integralgleichung¹ beschrieben. Das Wesen einer Integralgleichung ist, daß die gesuchte Größe, in diesem Fall die Stromverteilung auf allen Elementen, in die Gleichung eingesetzt die Integralgleichung erfüllen muß. Die Randbedingungen sind die mechanische Struktur der Antenne. Diese Gleichung ist i.A. nicht analytisch lösbar. Eine solche Lösung existiert nur für einfache Gebilde, z.B. ein $\lambda/2$ -Dipol, der beliebig dünn ist - das nennt man auch einen Stromfaden - . Dann gibt es eine sinusförmige Strom- und Ladungsverteilung. Daraus kann man in geschlossener Form die bekannte Richtcharakteristik eines Dipols berechnen (Bild 2). Die

¹ Erik Hallén, "Theoretical Investigation into the Transmitting and Receiving Qualities of Antennae", *Nova Acta Regiae Soc. Sci. Upsaliensis, Ser. IV, 11 No. 4, 1-44 1938*



Bild/Figure 3: Stromverteilung "Dicker Dipol"

Ergebnisse für Stromfäden gelten auch noch für dünne Dipole ($D/\lambda < 0.001$), die einen genügend kleinen Durchmesser bezogen auf die Wellenlänge haben.

Komplizierter wird der Fall bei elektrisch dicken Dipolen (Bild 4). Bei elektrisch dicken Dipolen und bei verkoppelten Strukturen beeinflussen sich die Ströme auf der Oberfläche und im Leiter sowie alle Ströme untereinander. Dann ist die Hallen'sche Integralgleichung nur noch unter vereinfachenden Annahmen und durch numerische Näherungsverfahren zu lösen. Wie sich die Stromverteilung bei elektrisch "dicken" Dipolen ändert, zeigt Bild 3.

Im Gebrauch sind zwei verschiedene Näherungsmethoden zur Antennenberechnung, die Impedanzmatrix-Methode und die Momentenmethode.

Die Impedanzmatrix-Methode geht von fertigen Lösungen der Hallen Integralgleichung für Spezialfälle aus und betrachtet die Simulationsaufgabe als Berechnung der additiven Überlagerung von Feldern von parasitären Dipolen.

Die Momentenmethode zerlegt jedes Element einer Yagi in kleine Segmente und findet durch numerische Integration die Stromverteilung auf diesen Segmenten. Daraus wird durch additive Überlagerung wieder das Gesamtfeld berechnet.

2. Methods for Simulation of antennas on computers

2.1 Electrodynamic Basics

What is an antenna?

A definition has been given by John D. Kraus in ([1]):

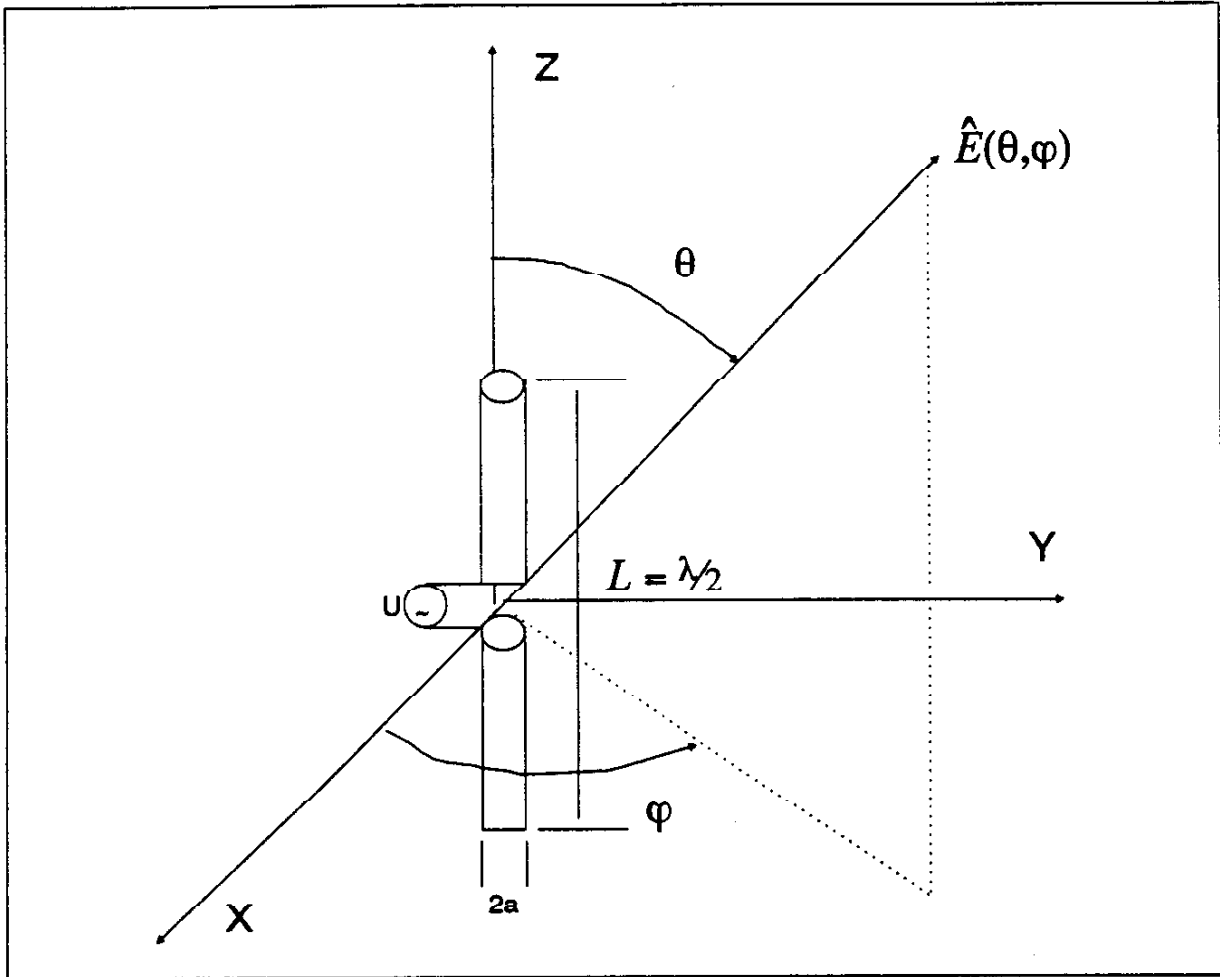
Def.: An antenna is a transition device (transducer) between a guided wave and a free-space wave and vice versa.

A guided wave is transported on a wave guide, a coaxial cable or on any transmission line, which does not radiate. On the other side there is radiation in free-space or an electrodynamic wave or field.

On the structural layer antennas are described by their geometry and the electromagnetic properties of their structural elements like conductivity or permeability.

Radiated waves are described by polarisation and radiation intensities.

A look at the antenna as a receiving or transmitting transducer introduces a second layer of description, which associates the free-space wave properties with the transmitting or receiving antenna. This layer is described by features like radiation resistance, radiation patterns or simple scalar quantities derived like directivity, gain, efficiency, beam widths and aperture.



Bild/Figure 4: Halbwellen-Dipol Real (Zylinder)

The following discussion will be restricted to a special form of antennas, i.e. Yagi-Uda antennas. Yagis are linear arrays of conducting cylinders. The length of these cylinders is about a half wavelength on the operating frequency for most yagis, but can be any arbitrary length in the general case. These cylinders or elements are coupled by radiation only. Therefore they are called parasitic elements. Only one or a few elements are driven with an excitation RF-voltage delivered from a transmission line.

To explain the radiation properties of Yagis a dual view is possible:

1. A waveguide with a discontinuity for radiation
2. A radiation coupled structure of cylinders, which have time-varying current and charge densities.

The second view is helpful to calculate the electrical properties by electrodynamical laws, which link electrical and magental fields with charge and current (Maxwells Laws). The first view is helpful to understand the directive properties and the function of this structure as an antenna and will be exploited in chapter 3.

The electrodynamical task to calculate the pattern of the generated free-space wave can be separated into several steps:

Given a yagi structure (Figure 1).

- What currents flow in and on the elements?
- What three-dimensional far field pattern can be calculated from these currents
- What are the values for directivity, gain and input impedance.

This calculation is possible with knowledge of the mechanical structure, conductivity and permeability of the material and the frequency of the exciting RF. See Appendix A.1 for definition of the coordinate system for the field. The electrical field component defines the power pattern (Appendix A.3). The directivity can be calculated either by integration over the threedimensional power pattern or by comparison of the maximum power density to the average density generated by the antenna (Appendix A.4).

The first problem is to calculate the current distribution on the structural elements of the antenna. A general solution is provided by an integral equation. If the current distribution is known this distribution would be the solution of this equation. A direct analytic solution for the general case is not possible. The boundary conditions for this equation are the structural dimensions, i.e. surfaces of the conducting elements.

A simple solution exists for an ideal half-wavelength dipole, where the current has no 'thickness' (Figure 2) and the current filament (Current with zero thickness) has a sine distribution. Then the electrical field can be calculated by integration over all small current elements along the current filament. The results for ideal dipoles are a good approximation to finite thickness dipoles ($D/\lambda < 0.001$). In the case of thick dipoles (Figure 4), the solution is getting complex and can be derived by numerical integration methods only. These employ several approximations. Figure 3 shows the change in current distribution for a 'thick' dipole.

Two numerical methods have been developed for the case of yagi simulation.

The first we call impedance matrix method. It relies on known approximative solutions of Hallen's integral equation for half-wavelength dipoles. These define the current distributions in the elements of a Yagi to be sinusoidal and the radiation coupling - the parasitic effects - between elements as coupling impedances. The resultant electrical field can be computed as a superposition of an array of dipoles.

The second is the moment method. It divides the elements of a Yagi into small segments and solves the integral equation for these segment by a numerical method called the moment method. The field of the antenna is obtained by a superposition of the field of the segments. This implies that any arbitrary shape and length of Yagi elements can be modelled, which is not the case for the impedance matrix method.

2.2 Impedanzmatrix-Methode

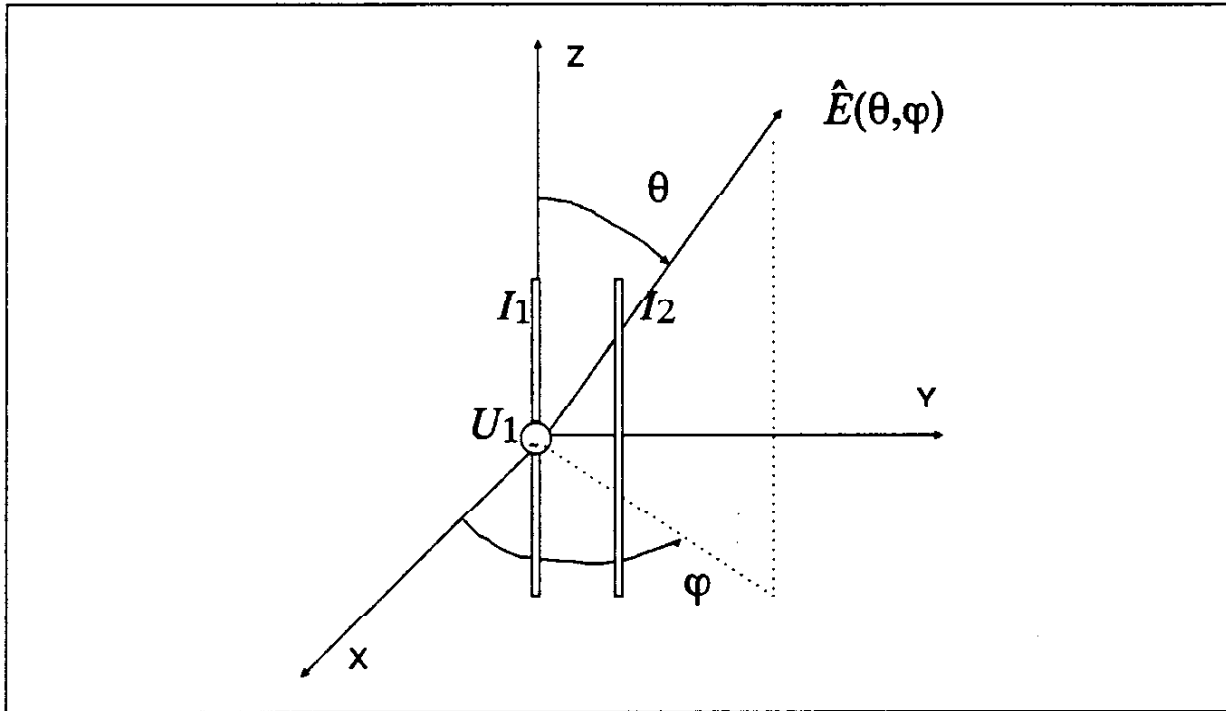
Die einfachste numerische Nahrungsmethode zur Yagi-Simulation besteht darin, alle Elemente einer Yagi als zylindrische Halbwellen-Dipole zu betrachten, die eine sinusförmige Stromverteilung haben. Zur Feldberechnung denkt man sich den Strom auf dem Element im gedachten Zentrum des Elementes konzentriert (Stromfaden). Daraus kann man das Feld eines jeden Elementes durch Integration berechnen. Das Gesamtfeld einer Yagi ist dann die phasenrichtige Überlagerung aller Einzelfelder. Die Strahlungskopplung zwischen zwei Elementen bestimmt eine komplexe Koppelimpedanz, die nur eine Funktion des Abstandes¹ ist. Diese Koppelimpedanzen drücken aus, daß ein Strom in einem Element einer Yagi über Strahlungskopplung in jedem anderen Element wieder einen Strom induziert und vice versa. Das ist exakt

¹ In verbesserten Verfahren wird auch noch die Dicke der beteiligten Elemente bei der Koppelimpedanz berücksichtigt.

die Funktionsweise einer Yagi: Jedes Element strahlt und nimmt Strahlungsleistungen von anderen auf, die als Ströme fließen und wieder abgestrahlt werden. Diese komplexe Interaktion wird hier durch das einfache Modell der Koppelimpedanz zwischen zwei Elementen beschrieben, obwohl es für jedes beliebig kleine (infinitesimale) Stück eines jeden Elementes gilt.

Beispiel (Bild 5): 2 El- Yagi

Man kann zwei Gleichungen aufstellen:



Bild/Figure 5: Fallbeispiel 2 El Yagi/Example 2 El Yagi

$$\begin{aligned} I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} &= U_1 \\ I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} &= U_2 \end{aligned}$$

I_1 und I_2 sind die gesuchten Elementströme, Z_{11} und Z_{22} sind die Eigenimpedanzen der Dipole, Z_{12} und Z_{21} sind die Koppelimpedanzen und U_1 , U_2 sind die Speisespannungen im Mittelpunkt der Dipole. Für den Direktor gilt $U_2 = 0$, da er nicht gespeist wird. Das ist nun ein einfaches Gleichungssystem. Die gesuchten Elementströme kann man beim Fallbeispiel sofort angeben:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{U_1 Z_{22}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}} \\ I_2 &= \frac{-U_1 Z_{21}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}} \end{aligned}$$

Die Eingangsimpedanz ist:

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$$

Das kann man noch im Kopf rechnen. Bei mehr Elementen bemüht am besten einen Computer, der das Gleichungssystem mittels Matrixinversion löst. Er kann dann auch noch gleich das resultierende Feld der Einzeldipole aufsummieren und das Richtdiagramm berechnen. Ein lesenswerter Artikel über diese Methode stammt von J.L. Lawson¹.

In diesem Modell sind nun jede Menge Näherungen, die alle Konsequenzen für die Genauigkeit der Lösung haben.:

1. Näherungslösung 1. Ordnung der Hallenschen Integralgleichung für die Selbstimpedanzen und Koppelimpedanzen
2. Es fließt kein Strom auf die Kappe bzw. am Elementende muß die Strombelegung verschwinden.
3. Stromprofil auf dem Element muß sinusförmig sein
4. Feldberechnung geht von idealisierten Stromfäden aus.
5. Die Leitfähigkeit der Elemente ist unendlich, d.h. es gibt keinen Skineneffekt.

Folgerung von 1. sind ungenaue Stromwerte. Folgerung von 2. bedeutet, daß Elemente elektrisch zu "kurz" betrachtet werden, da der Strom auf die Kappe den Sinusverlauf stört und einen Feldbeitrag liefert. Damit wird ein systematischer Frequenzfehler nach oben impliziert. 3. bedeutet, daß kurze Direktoren und dicke Elemente schlecht dargestellt werden. 4. bedeutet, daß die Feldberechnung bei dicken Elementen schlecht funktioniert. 5. bedeutet, daß nur der Richtfaktor aber nicht der Gewinn abgeschätzt wird (Siehe A4).

Einige Programmierer korrigieren diesen Fehler dann mit internen Korrekturfaktoren (Fudge-Factors). Das reduziert aber die Unabhängigkeit des Programms von der Struktur, da es nur bei bestimmten Formen und Stromverteilungen funktioniert.

2.1 Impedance Matrix Method

All elements of a Yagi will be modelled as half-wavelength dipoles with non-zero thickness. A sinusoidal current distribution on the elements is assumed. For calculation of the fields of the elements the surface current on an element is idealized to a current filament with zero thickness in the center of each element. The radiation coupling between elements is expressed as a mutual impedance, which has been calculated as a first order approximation to the Hallen's integral equation. All structural boundary conditions for the antenna have been reduced to element diameter and distance, which are parameters for the self- and mutual impedances. The mutual impedance expresses the total current amplitude which is induced in an element B by a current in an element A for the special case of sinusoidal distribution and a length of $\lambda/2$. The self impedance is the solution for the element itself. So the total interaction between yagi elements, which in reality happens for each infinitesimal structure element, is idealized to whole half-wavelength elements. This approximation simplifies the calculation very much.

Example (Figure 5): 2-El Yagi

The driven element is excited by a voltage U_1 . The excitation voltage of the director is zero. Now currents flow in the two elements which are a function of the excitation voltage and the self- and mutual impedances. Two equations describe the whole system:

$$I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} = U_1$$

1 James L. Lawson, W2PV, "Yagi Antenna Design: Performance Calculations", HAM RADIO, 1/1980, pp. 22-27

$$I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} = 0$$

I_1 and I_2 are the element currents, Z_{11} and Z_{22} are the self impedances for the elements, Z_{12} and Z_{21} are mutual impedances. U_1 is the excitation voltage for the driven element. The equations are a simple system of linear equations. The solution is obvious:

$$I_1 = \frac{U_1 Z_{22}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}$$
$$I_2 = \frac{-U_1 Z_{21}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}$$

The input impedance can be expressed as:

$$Z_{in} = \frac{U_1}{I_1}$$

If more than two elements are involved, the solution is done by a computer, which solves the system of linear equations by the matrix inversion method. As a second step the computer can calculate the superposition of the electrical fields from all elements and the power pattern and directivity.

For this method several approximations are implicitly involved which should be known by the potential user to know the limitation of the model:

1. Hallen's integral equation is solved by a first order approximation to get the self- and mutual impedances for half-wavelength cylindrical dipoles.
2. No current is allowed to flow onto the caps of an element with non-zero thickness
3. The current distribution has to be sinusoidal
4. Fields are computed by a current filament approximation
5. Conductivity is infinite. No skin effect is allowed.

Consequence of 1. are inaccurate currents and impedances for thick elements This implies wrong gain calculation, because the input current is used for the calculation of input power (Appendix A.4). Consequence of 2. is that this method treats the elements as being electrical shorter than they are, because the endeffect leads to deviations from the sinusoidal current distribution by having non-zero current at the ends of the elements. Consequence of 4. is an inaccurate field computation for thick elements (Figure 3). Consequence of 5. is that only directivity but not gain can be simulated.

Some programmers try to improve the method by incorporating some internal fudge-factors. This limits the generality of the approach even further and is very dangerous, because the influence is neither specified nor tested.

2.3 Näherung durch Segmentierung von Elementen

Weitaus komplexer und rechenaufwendiger ist die Momentenmethode. Der Name Momentenmethode bezieht sich auf die Auswertung der zugrundeliegenden Integralgleichung. Zunächst stellt man die Integralgleichung auf, die das elektrische Feld als Funktion einer dreidimensionalen Stromverteilung beschreibt. Diese ist nicht analytisch lösbar. Um die Lösbarkeit zu erreichen, werden folgende Annahmen getroffen:

1. Die Segmente der Antenne sind dünne Drähte (Zylinder).
2. Transversale Ströme auf den Drähten sind vernachlässigbar
3. Axiale Ströme verändern sich auf dem Umfang des Zylinders nicht
4. Der Oberflächenstrom auf einem Element wird als Stromfaden repräsentiert.
5. Das elektrische Feld in und auf dem Draht ist auf der Oberfläche gleich (Randbedingung!)

Damit vereinfacht sich die Gleichung erheblich. Die Momentenmethode besteht nun darin, daß man die unbekannte Stromverteilung, die unter dem Integral steht, in eine Reihe von Basisfunktionen entwickelt. Dadurch kann man aus der Integralgleichung ein lineares Gleichungssystem machen.

Ein Element wird nun in hinreichend viele kleine Segmente zerlegt. Als Stromverteilungs-Näherung auf jedem Segment wird entweder eine Pulsfunktion genommen (Bild 6) - das passiert in MININEC - oder eine Überlagerung von Sinus- und Cosinus-Funktionen (Bild 7) - das geschieht in NEC-II.

Dann muß noch ein Referenzpunkt festgelegt werden. Bei MININEC ist dieser das gesamte Segment, so daß die Integralgleichung im Mittel auf dem Segment erfüllt ist und bei NEC ist das die Segmentmitte, so daß die Integralgleichung exakt in der Mitte des Segmentes erfüllt ist.

Hat man N Segmente, entsteht ein lineares Gleichungssystem von N Gleichungen für die unbekannt Stromwerte auf den Segmenten. Die zugehörige Matrix hat dann $N \times N$ Einträge. Bei einer 10 El Yagi und 10 Segmenten pro Element sind das $100 \times 100 = 10000$ Einträge.

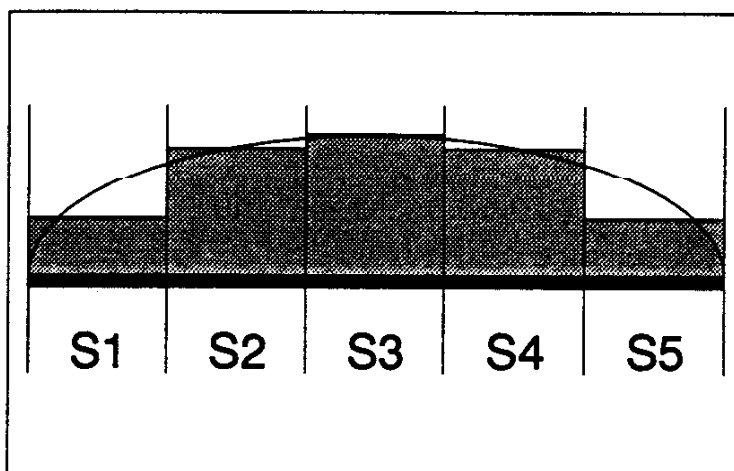
Die Konvergenz des Verfahrens hängt von der Zahl der Segmente ab. Je mehr Segmente man spendiert, desto genauer wird die reale Stromverteilung auf den Elementen durch die Ströme auf den Segmenten angenähert. Die obere Grenze liegt in dem Dicken/Längenverhältnis der Segmente, die dann immer kürzer werden.

Dann sind die Annahmen über dünne Drähte nicht mehr erfüllt und das Verfahren versagt. Eine weitere Grenze liegt in der Rechenzeit, die mit der dritten Potenz der Segmentzahl und dem Speicherbedarf, der quadratisch mit der Zahl der Segmente steigt.

Um das elektrische Feld zu berechnen, das auf einem Segment j vom Strom in einem Segment k erzeugt wird - das entspricht der Strahlungskopplung -, sind zwei Näherungen gebräuchlich:

- "Thin-Wire" (Stromfaden Näherung)
- "Extended Thin Wire" (Strom-Zylinder Näherung)

Die "Thin Wire" Näherung betrachtet das Quellensegment als Stromfaden und das Zielsegment als Zylinder. Bei der "Extended Thin Wire" Näherung werden beide als Zylinder betrachtet. Dadurch kann bei dieser der Effekt von dicken Elementen besser modelliert werden. Die Fehler sind kleiner als 1 % bei einem Längen-/Dickenverhältnis des Segmentes von größer 8 bei der "Thin Wire"-Näherung und von größer 2 bei der "Extended Thin Wire"-Näherung.



Bild/Figure 6: Rechteck-Basisfunktion/Pulse Functions

Hat man nun durch Lösung des Gleichungssystems alle Segmentströme gefunden, wird das Gesamtfeld als phasenrichtige Überlagerung aller Einzelfelder der Segmente berechnet.

Der große Vorteil der Momentenmethode ist, daß man innerhalb der numerischen Konvergenzbedingungen - siehe die Bedingungen über den Formfaktor der Segmente - jede beliebige Struktur hinreichend fein modellieren kann. Dadurch werden im Fall von langen Yagis die relativ kurzen Direktoren mit ihrer nicht mehr sinusförmigen Stromverteilung wesentlich besser angenähert. Das gleiche gilt für die Problematik der dicken Elemente.

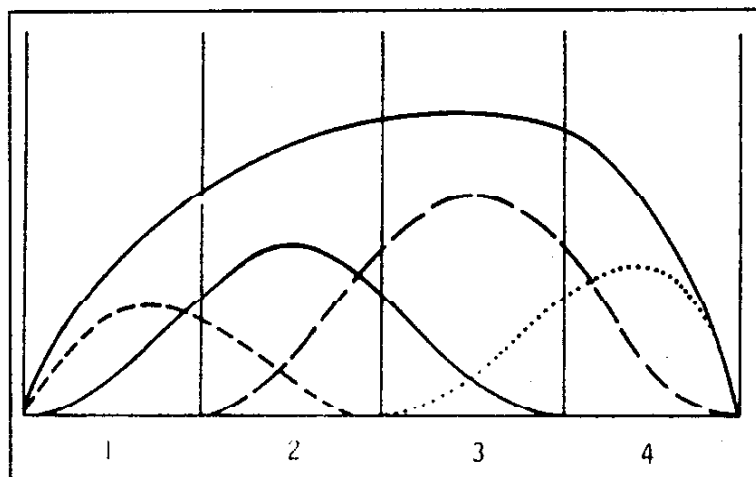
Auch ist es möglich, strahlende Oberflächen ("Patches"), Skineffekt, Endkappeneinfluß ("Endeffekt") und Bodeneinfluß zu simulieren. Wegen des Programm und Rechenaufwandes wird dieser Funktionsumfang nur bei NEC-II voll abgedeckt.

2.3 Moment Method

The first step in this type of approximation is to divide the structure into small segments of cylindrical wires. Then an integral equation is derived, which describes the electrical field in terms of the volume current distribution in the segments (EFIE = Electrical Field Integral Equation). By some approximations and assumptions - by treating the segments as cylindrical thin wires - a special equation is formed which is solvable by numerical integration.

These approximations include:

1. Segments are cylindrical thin wires.
2. No transversal currents are allowed
3. No circumferential variation in the axial current
4. Current is represented by a current filament on the wire axis
5. Boundary condition on the electrical field - on the surface of the wire the electrical fields inside and outside the conductor surface are equal - is enforced in the axial direction only



Bild/Figure 7: Sinus/Cosinus Basisfunktionen

The moment method for solving the integral equation is to expand the unknown current functions into a set of basis functions. This approximates the current distribution on the segments. A second step is to define observation points or weighting functions on the segments. This defines at what points on the segment the integral equation has to be fulfilled. Now the integral equation can be partially integrated and transformed into a linear equation, which can be solved by a matrix inversion method.

For the expansion functions simple pulse functions are used (MININEC - Figure 6) or a set of sine/cosine functions (NEC-II - Figure 7). The advantage of the latter is obvious, because it's more adequate to model the real current distributions. But by allowing for a sufficient number of segments even pulse functions can adequately model the real current distribution. These problems are covered by the term 'convergence

properties of the method' - how many segments you have to use for modeling a structure until no change in results will show up-

As observation points one can define the center of the segments (Delta-Functions) or the segment as a whole (Pulse Functions). The first implies that the integral equation is solved exactly for the center of the segment. By taking pulse functions as weighting functions (MININEC) the solution is valid in the mean over the segment.

The order of the linear equation is N, if N segments are involved. That means for a 10 El-Yagi allowing 10 segments for each element will result in $100 \times 100 = 10000$ complex numbers in the matrix. Increasing the number of segments to improve the solution will increase computing time with the third order and memory space with the second order.

Part of the transformation of the integral equation into the set of linear equations are solutions for calculating the electrical field on a segment j originated by a current in segment k. This field describes the radiation coupling between segments! Two approximations are used:

- Thin-Wire Kernel
- Extended Thin Wire Kernel

The thin wire kernel treats the source segment idealized to a filament current to calculate the field on the the surface of the target segment. With the extended thin wire kernel the source segment is treated as cylinder and a second order solution supplied. Errors are less than 1 percent for length/thickness ratio of greater than 8 for the thin wire kernel and for length/thickness ratio of greater than 2 for the extended thin wire kernel.

The solution of the set of linear equations is the set of segment currents in terms of excitations voltages and mechanical dimensions of the segments. The total field can be calculated as the superposition of the fields of the segments.

The mainframe program NEC-II can supply solutions for patches, skin-effect and reflective earth also.

The main advantage of the moment method is the capability to model a Yagi structure in terms of a three-dimensional segment structure. This achieves very accurate solutions even for short and thick directors, which do not have a sinusoidal current distribution.

Part II:

Part II will cover the following chapters and will appear in next issue of DUBUS:

- 3. Function and Properties of Yagi-Uda Antennas
- 4. Description of CAD-Programs investigated
- 5. Selected Cases of Test-Antennas and Measurements
- 6. Case study: Simulation of Test-Antennas
- 7. Discussion and Evaluation of Results

References

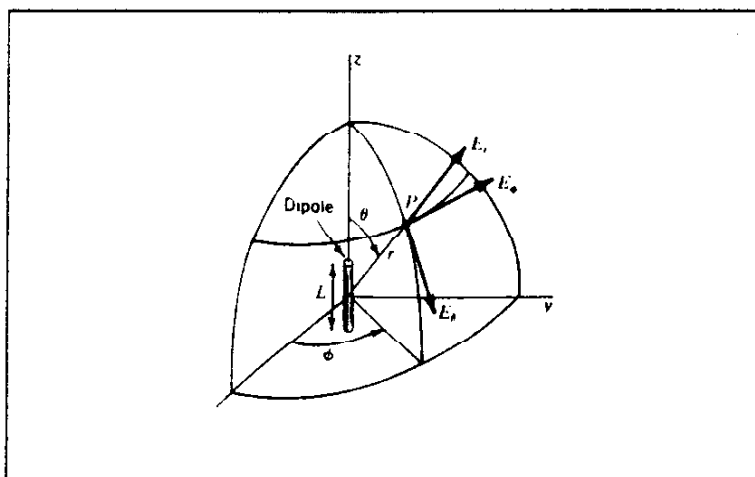
- | | |
|--------------------|--|
| [1] J. D. Kraus | "Antennas", 2 nd Edition, McGraw Hill, NewYork 1988 |
| [2] Edmund Stirner | "Antennen, Band 1: Grundlagen",Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977 |
| [3] Edmund Stirner | "Antennen, Band 2: Praxis",Hüthig Verlag, Heidelberg, 1977 |

- [5] James L. Lawson, W2PV "Yagi Antenna Design: Performance Calculations", HAM RADIO, 1/1980, pp. 22-27
- [6] G.J. Burke, A.J. Poggio "Numerical Electrodynamics Code (NEC) - Method of Moments Part I: Program Description-Theory", NOSC TD116, Vol. 1, San Diego, Januar 1981
- [7] A.J. Julian, J.C. Logan, J.W. Rockway "MININEC: A Mini-Numerical Electrodynamics Code", NOSC TD 516, San Diego, September 1982
- [8] C.J. Railton "Modelling Yagi-Antennas", Electronics & Wireless Worl, pp. 710-713
- [9] Masanobu Kominami; Katsu Rokushima "A Design of Yagi-Uda Antennas by Nonlinear Optimisation Technique", Electronic and Communication in Japan, Vol. 61-B, No. 1, 1978, pp. 47-54

Anhang A/Appendix A: Elektrodynamische Grundlagen/Basics

A.1 Koordinaten/Coordinate System

Die zwei Komponenten der elektrischen Feldstärke im Fernfeld sind $E_\theta(\theta, \varphi)$ und darauf senkrecht stehend $E_\varphi(\theta, \varphi)$. Damit lassen sich dann auch alle Polarisierungen ausdrücken. Z.B. ist bei einem Dipol



Bild/Figure 8: Räumliches Polarkoordinatensystem

net.

Power density $P(\theta, \varphi)$ is proportional to $E^2(\theta, \varphi)$.

A.3 Richtdiagramm/Power Pattern

Das Richtdiagramm ist die räumliche Ausbildung der Strahlungsdichte $P(\theta, \varphi)$ über den gesamten Raumwinkel.

Power pattern is the three-dimensional function $P(\theta, \varphi)$.

$E_\varphi=0$. Daher spricht man von einer linear polarisierten Strahlung.

The coordinate system can be seen in Figure 8. Two components of the electrical far field are $E_\theta(\theta, \varphi)$ and $E_\varphi(\theta, \varphi)$. For a dipole holds $E_\varphi=0$. In the general case polarisation is expressed in terms of these normal vectors.

A.2 Strahlungsdichte/Power density

Die Strahlungsdichte ist proportional dem Quadrat der Feldstärke, d.h die abgestrahlte Leistung pro Flächeneinheit. Sie wird mit $P(\theta, \varphi)$ bezeichnet.

A.4 Richtfaktor/Directivity

Der Richtfaktor für eine vorgegebene Richtung (θ, φ) ist: $D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{avg}}$

Directivity D is defined as above. It represents the power density in a certain direction divided by the average power density. This average density is the same as the power density produced by an isotropic radiator which is fed by the same input power. An isotropic radiator radiates the input power equally in all directions: $P(\theta, \varphi) = \text{constant}$. It has a directivity equal to 1. The average power density of an antenna is the surface integral over the power density divided by the area of the unit sphere.

P_{avg} ist die mittlere Strahlungsdichte. Sie entspricht der Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers, der mit der gleichen Leistung wie die vorgegebene Antenne gespeist wird. Für einen Kugelstrahler (Isotropischer Strahler) gilt: $P(\theta, \varphi) = K$, wobei K eine Konstante ist. Es bedeutet, die gesamte abgestrahlte Leistung der Antenne gleichmäßig auf alle Richtungen zu verteilen. Das bedeutet auch, die Strahlungsdichte um den Richtfaktor gegenüber der betrachteten Hauptkeule zu reduzieren. Für den Kugelstrahler ist $D = 1$. Drückt man die mittlere Strahlungsdichte eines Antennendiagramms durch das Oberflächenintegral aus, folgt:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi}$$

Damit kann über die Integration der Richtcharakteristik den Richtfaktor bestimmt werden. Das Integral ist dann die gesamte abgestrahlte Leistung, da es die Summation der Leistungsdichte über die Oberfläche des räumlichen Richtdiagramms ist. Mithin kann man schreiben:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_{rad}}$$

The surface integral is the total radiated power. Therefore the equation for D can be rewritten as above. If there are losses P_{rad} has to be replaced by $P_{in} - P_{loss}$. P_{in} can be calculated from the element currents and excitation voltages in the driven elements. The losses have to be calculated by a treatment of skin-losses in the elements. By replacing P_{rad} by P_{in} the equation for directivity transforms into an equation for gain, which is always less than or equal to the directivity.

P_{rad} ist die abgestrahlte Leistung. Im Fall von Verlusten vermindert sich die abgestrahlte Leistung um die Verlustleistung:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_{in} - P_{loss}}$$

P_{in} kann über die Eingangsimpedanz und die Eingangsspannung am Speiseelement berechnet werden. Die Verlustleistung wäre über eine Betrachtung der Skin-Verluste berechenbar. Hat die Antenne Verluste, ist der Gewinn kleiner als der Richtfaktor:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_{in}}$$