

**Universität Rostock**

Fakultät für Ingenieurwissenschaften

Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik

Institut für Nachrichtentechnik und Informationselektronik

---



## **Diplomarbeit**

---

Optimierung der Phased-Array Antenne des ST-Radars in  
Kühlungsborn für senkrechte und schräge Abstrahlung

eingereicht von: cand. ing. Jörn Rubach

eingereicht am: 30.11.1998

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. R. Rockmann (Universität Rostock),  
Dr.-Ing. R. Latteck (Institut für Atmosphärenphysik an der  
Universität Rostock e.V., Kühlungsborn)

# Thesen zur Diplomarbeit

---



1. Die Richtcharakteristik einer Kombination von Antennen ergibt sich aus der kohärenten Überlagerung der Charakteristika der Elementarstrahler – Prinzip der Superposition. Der Gewinn der Gruppenantenne ergibt sich additiv aus den Gewinnen der elementaren Antennen.
2. Aperturverteilung und Richtcharakteristik sind über die Fouriertransformation miteinander verknüpft. Das Richtdiagramm ist die inverse Fouriertransformierte der Aperturverteilung. Die Aperturverteilung ist die komplexe Funktion, die die ortsabhängige Amplitude und Phase der Elementarstrahler beschreibt.
3. Die Richtcharakteristik eines nicht uniform, nicht linear phasengesteuerten Arrays kann mit Hilfe der „Harmonischen Synthese mit Fourier-Reihen“ ermittelt werden.
4. Das Richtdiagramm einer Antennenkombination ist periodisch, es treten periodische Hauptkeulen auf. Diese lassen sich aus dem durch die Antenne abzudeckenden Winkelbereich „hinausschieben“, wenn der gegenseitige Abstand der Elementarstrahler kleiner als die Radiowellenlänge gewählt wird.
5. Wichtungsfunktionen aus der Signaltheorie zur Reduzierung der Seitenzipfel eines Spektrums können in der Antennentechnik zur Erhöhung der Nebenzipfeldämpfung durch Anwendung auf die Aperturbelegung (Leistungswichtung) der Gruppenantenne verwendet werden.
6. Die Halbwertsbreite der Hauptkeule einer Gruppencharakteristik ist umgekehrt proportional zur Anzahl der Elementarstrahler und deren gegenseitigem Abstand.
7. Die symmetrische Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn ist die effektivste Variante zur Optimierung der Strahlungseigenschaften der Antenne.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis .....</b>	<b>5</b>
<b>Liste der Abbildungen.....</b>	<b>7</b>
<b>Liste der Tabellen.....</b>	<b>8</b>
<b>Formelzeichen und Abkürzungen .....</b>	<b>9</b>
<b>0 Kurzreferat .....</b>	<b>11</b>
<b>1 Einführung .....</b>	<b>12</b>
<b>2 VHF-Radarexperimente zur Erforschung der Atmosphäre.....</b>	<b>15</b>
2.1 Gepulste Hochfrequenzsignale – Das Pulsradar .....	16
2.2 Methoden zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors.....	19
2.2.1 DBS - Doppler-Beam-Swinging.....	19
2.2.2 SA - Spaced Antenna .....	22
<b>3 Die Phased-Array-Antenne des VHF-ST-Radars Kühlungsborn .....</b>	<b>25</b>
3.1 Das Antennenspeisesystem.....	26
3.2 Das Antennensteuerungsnetzwerk.....	26
3.3 DBS-Ansteuerung.....	27
3.4 SA-Ansteuerung .....	28
<b>4 Arraytheorie .....</b>	<b>28</b>
4.1 Richtcharakteristik, Richtdiagramm und Leistungsdiagramm .....	28
4.2 Definition des Fernfeldes .....	32
4.3 Analogien zwischen Antennen- und Signaltheorie.....	33
4.4 Phasensteuerung des Arrays .....	36
4.5 Nulleinzüge und Nebenzipfel.....	39
4.6 Nebenzipfelabstand .....	44
4.7 Schwenkwinkel .....	47
4.8 Halbwertsbreite.....	49
4.9 Raumwinkel und Hauptstrahlwirkungsgrad.....	51

---

4.10 Richtfaktor und Gewinn.....	53
4.11 Geometrische und effektive Fläche einer Antenne.....	55
4.12 Wirksame Antennenfläche und Richtfaktor .....	56
<b>5 Optimierung.....</b>	<b>60</b>
5.1 Parameterauswahl zur Optimierung der Richtcharakteristik.....	60
5.2 Möglichkeiten zur Verringerung der Halbwertsbreite.....	61
5.2.1 Variation des Elementabstandes.....	62
5.2.2 Erhöhung der Anzahl der Elemente .....	64
5.2.3 Realisierungsmöglichkeiten .....	66
5.3 Erhöhung der Nebenzipfeldämpfung.....	67
5.4 Einfluß des Erdbodens auf die Richtcharakteristik des Arrays .....	69
5.5 Speisung der Einzelelemente.....	71
5.5.1 Möglichkeiten zur technischen Realisierung.....	73
5.6 Optimierung der SA-Empfangsarrays.....	75
<b>6 Resümee .....</b>	<b>77</b>
<b>7 Literaturverzeichnis .....</b>	<b>78</b>
<b>Anhang</b>	
<b>Erklärung</b>	

## Liste der Abbildungen

Bild 1.1:	Die unteren Atmosphärenschichten .....	12
Bild 1.2:	Komponenten des VHF-ST-Radar Kühlungsborn .....	14
Bild 2.1:	Leistungs- und Windprofile .....	15
Bild 2.2:	„Range-time“- Diagramm eines Pulsradars .....	16
Bild 2.3:	Pulscodes des VHF-ST-Radars Kühlungsborn .....	18
Bild 2.4:	VHF-Radar-Experimente .....	19
Bild 2.5:	Bestimmung der Koeffizienten U, V, und W .....	20
Bild 2.6:	Schwenkrichtungen der Hauptkeule der Radarantenne .....	21
Bild 2.7:	Spaced-Antenna-Methode .....	22
Bild 2.8:	geometrische Konstruktionen zur SA-Methode .....	23
Bild 3.1:	Feed-Subarray .....	25
Bild 3.2:	DBS-Antsteuerung des Phased-Arrays Kühlungsborn .....	27
Bild 3.3:	SA-Empfangsantennen .....	28
Bild 4.1	Phased-Array-Antenne des VHF-ST-Radar Kühlungsborn und 3D-Plot .....	31
Bild 4.2:	Normiertes Richtdiagramm für Einzelelementspeisung .....	32
Bild 4.3:	Fourier-Analyse eines uniform erregten linearen Arrays mit N Elementen .....	36
Bild 4.4:	Wirkprinzip der Phasensteuerung eines linearen Arrays .....	37
Bild 4.5:	Zähler-, Nennerfunktion und resultierender Arrayfaktor .....	41
Bild 4.6:	Arrayfaktorfunktion für verschiedene relative Abstände $d_{\lambda}$ .....	45
Bild 4.7:	Arrayfaktorfunktion für verschiedene N .....	46
Bild 4.8:	Richtdiagramm als Produkt aus Arrayfaktor und Elementfaktor .....	48
Bild 4.9:	Faktoren und Gesamtcharakteristik für verschiedene Schwenkwinkel .....	49
Bild 4.10:	Beziehung zwischen Kugelkoordinaten und Flächenelement $dA$ .....	52
Bild 4.11:	Abmessungen der Phased-Array-Antenne Kühlungsborn .....	56
Bild 5.1:	Halbwertsbreite in Abhängigkeit vom Elementabstand .....	62
Bild 5.2:	Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn auf 256 Yagi-Antennen .....	65
Bild 5.3:	Aperturverteilungen und resultierende Richtdiagramme .....	67
Bild 5.4:	Direkter und reflektierter Strahl für eine Antenne über einer leitenden Ebene .....	69
Bild 5.5:	Vergleich der Richtdiagramme für verschiedene Untergrundparameter .....	70
Bild 5.6:	Arrayfaktor, Elementfaktor und resultierende Gesamtcharakteristik für Speisung der Einzelstrahler und Speisung der Feed-Subarrays .....	72
Bild 5.7:	Ansteuerungsvariante für Einzelelementspeisung .....	74
Bild 5.8:	SA-Empfangsarrays .....	75

## Liste der Tabellen

Tabelle 1.1: Technische Parameter des VHF-ST-Radar Kühlungsborn.....	13
Tabelle 4.1: Nulleinzüge des Phased-Arrays Kühlungsborn ohne Phasensteuerung.....	42
Tabelle 4.2: Nebenmaxima des Phased-Arrays Kühlungsborn ohne Phasensteuerung.....	43
Tabelle 4.3: Pegel der Nebenmaxima des Arrayfaktors für das Phased-Array Kühlungsborn ohne Phasensteuerung .....	47
Tabelle 4.4: Halbwertsbreiten des Phased-Arrays Kühlungsborn.....	51
Tabelle 5.1: Arrayparameter für verschiedene Abstände der Elementarstrahler.....	64
Tabelle 5.2: Technische Daten verschiedener Antennenkonfigurationen .....	65
Tabelle 5.3: Lineare Wichtungsfunktionen.....	68
Tabelle 5.4: Antennengewinn des Phased-Arrays Kühlungsborn .....	71
Tabelle 5.5: Schwenkverlust und resultierender Schwenkwinkel für Elementar- und Subarrayspeisung.....	73
Tabelle 5.6: Schwenkwinkel und Phasensteuerung der Zeilen bzw. Spalten für Einzelspeisung .....	73
Tabelle 5.7: Technische Daten der SA-Empfangsantennen.....	76

## Formelzeichen und Abkürzungen

$A_{\text{eff}}$	wirksame Antennenfläche	$g$	Antennengewinn in logarithmischem Maß
$A_{\text{geom}}$	geometrische Antennenfläche	$H$	magnetische Feldstärke
$A_K$	Kugeloberfläche	$h$	Höhe der Elementarstrahler über einer leitenden Ebene
$A_{\text{NK}}$	Nebenkeulenamplitude	$h_{\text{opt}}$	optimale Höhe der Elementarstrahler
$A_n$	Fourierkoeffizient, komplexes Speisesignal der Elementarstrahler	$IAP$	Institut für Atmosphärenphysik
ALWIN	ALOMAR Wind Radar	$L_{x,y}$	geometrische Abmessung des Arrays in x- bzw. y-Richtung
AOA	Mean Angle of Arrival	$L_{\text{ges}}$	Gesamtverlust
$a$	Abstand der Elementarstrahler	$M$	Anzahl der Arrayelemente in y-Richtung
$a_{x,y}$	Abstand in x- bzw. y-Richtung	$MSE$	Mesosphären Sommer Echo
$C$	Richtcharakteristik	$N$	Anzahl der Subpulse
$C_A$	Richtcharakteristik eines Arrays	$N$	Anzahl der Arrayelemente in x-Richtung
$C_E$	Richtcharakteristik der Elementarstrahler	$NEC$	Numerical Electromagnetics Code
$c$	Lichtgeschwindigkeit	$P$	Leistung
$D$	Richtfaktor	$P_{AV}$	mittlere Leistung
DBS	Doppler Beam Swinging	$P_S$	Strahlungsleistung
$dA$	differentielles Flächenteil	$P_V$	Verlustleistung
$dB$	deziBel ( $10\log(P_2/P_1)$ )	$\Delta P_{256}$	Leistungsgewinn
$dB_i$	relativ zur Isotropie	$PRF$	Pulsfolgefrequenz
$d\Omega$	differentieller Raumwinkel	$\Delta t$	Impulslaufzeit
$dc$	Tastverhältnis des Sendesignals	$R$	Zielentfernung
$d_\lambda$	auf die Wellenlänge bezogener (relativer) Elementarabstand	$R_x$	Receiver (Empfänger)
$E$	elektrische Feldstärke	$R_{\text{max}}$	maximale Reichweite
$F_{x,y}$	Arrayfaktoren in x- bzw. y-Richtung	$R_{\text{min}}$	untere Observationsgrenze
FCA	Full Correlation Analysis	$\Delta R$	Entfernungsauflösung
$f_A$	Abtastrate	$S$	Leistungsdichte oder Strahlungsdichte
$G$	Antennengewinn	$S_K$	mittlere Strahlungsdichte
$G_A$	Antennengewinn einer Gruppenantenne	SA	Spaced Antenna
$G_E$	Antennengewinn des Einzelstrahlers	ST	Stratosphäre/Troposphäre
		Tx	Transmitter (Sender)

U	zonale Komponente des Windvektors	$\vartheta_S$	Schwenkwinkel
UTC	Universal Time (Weltzeit)	$\vartheta_{SA}$	Auslenkwinkel; resultierender Schwenkwinkel der Gesamt- charakteristik
V	meridionale Komponente des Windvektors	$\vartheta_{SF}$	Schwenkwinkel bei Speisung in Feed-Subarrays
VHF	Very High Frequency	$\vartheta_{SY}$	Schwenkwinkel bei Elementarspeisung
v	Windgeschwindigkeit	$\vartheta_{3dBx,y}$	Halbwertsbreite der Hauptkeule in x- bzw. y- Richtung
$v_{x,y}$	horizontale Windgeschwindigkeit in x- bzw. y-Richtung	$\kappa$	Leitfähigkeit
$v_r$	radiale Windgeschwindigkeit	$\varepsilon$	Dielektrizitätskonstante
$v_{rE,S,W,N}$	radiale Windgeschwindigkeit in Richtung Ost, Süd, West, bzw. Nord	$\eta$	Antennenwirkungsgrad
$v_{rv}$	vertikale radiale Windgeschwindigkeit	$\eta_H$	Hauptstrahlwirkungsgrad
W	vertikale Komponente des Windvektors	$\varphi$	Azimut
$Z_0$	Feldwellenwiderstand des freien Raumes	$\lambda$	Wellenlänge
$\Omega$	Raumwinkel	$\pi$	3,141...
$\Omega_K$	Raumwinkel der Kugel	$\sigma$	Rückstreuquerschnitt
$\Omega_H$	Raumwinkel der Hauptkeule	$\tau_N$	Subpulsdauer
$\Omega_A$	Raumwinkel der Gesamtcharakteristik	$\tau_p$	Pulsdauer
$\vartheta$	Elevation, Zenitwinkel	$\tau_{IPP}$	Interpulsperiode
$\vartheta_{NK}$	Elevation der Nebenkeulen	$\tau_{tot}$	Radartotzeit
$\vartheta_{NKapprox}$	approximierte Elevation der Nebenkeulen	$\Delta\tau$	Laufzeitunterschied
$\vartheta_G$	Elevation der zusätzlichen Hauptkeulen (grating lobes)	$\Delta\psi$	Phasenversatz der speisenden Ströme
		$\psi_n$	Phase des n-ten Elements

## 0 Kurzreferat

Die vorliegende Arbeit stellt eine weiterführende Betrachtung der Phased-Array-Antenne des VHF-ST-Radars am Institut für Atmosphärenphysik in Kühlungsborn dar. Aufbauend auf die Belegarbeit vom 31.07.97, die in der Projektions- und Aufbauphase der Radarantenne entstand und grundlegende Informationen zum Thema bereits enthält, gilt es nun die realisierte Gruppenantenne anhand der Arraytheorie zu analysieren sowie Möglichkeiten zur Optimierung der Antenneneigenschaften aufzuzeigen. Ziel der Arbeit ist es, dem Leser auf der Basis der VHF-Atmosphärenradartechnik die Theorie, Funktion und Wirkungsweise von phasengesteuerten Antennenarrays zu vermitteln.

Hilfsmittel zur Bestimmung der Antennenparameter und der graphischen Darstellung der Antenneneigenschaften sind das Antennenanalyseprogramm NEC-Win Pro und MATLAB 5.0.

Interessant der Ausarbeitung ist die Radarabteilung des IAP unter der Leitung von Dr. J. Bremer, persönlicher Betreuer war Dr.-Ing. R. Latteck, Verantwortlicher am Institut für Nachrichtentechnik und Informationselektronik der Universität Rostock ist Prof. Dr.-Ing. R. Rockmann.

# 1 Einführung

Die Atmosphäre reicht von der Erdoberfläche bis zu den höchsten, sich mit der Erde mitbewegenden Regionen in 20.000 – 40.000 km Höhe. In dem beobachteten Gebiet bis max. 1.000 km Höhe sind bereits bemerkenswerte Variationen über die Höhe entdeckt worden. Bei etwa 60 km ist ein Übergang von neutralen zu ionisierten Schichten zu verzeichnen. Ursache für die Ionisation der Luftmoleküle in den höheren Schichten ist die Wellen- und Partikelstrahlung der Sonne, deren Intensität die Konzentration der Ladungsträger und damit die elektromagnetischen Eigenschaften dieser Schichten beeinflusst.

Forschungsschwerpunkt am IAP ist die Untersuchung der Struktur und Dynamik der mittleren Atmosphäre, speziell die Wechselwirkung der uns unmittelbar umgebenden Troposphäre mit den darüberliegenden Regionen bis in Höhen von etwa 100km.

Die Entwicklung von Radarmethoden zur Erforschung der Atmosphäre im Höhenbereich zwischen 1 und 100 km ist im wesentlichen auf zwei unterschiedliche Arbeitsgebiete zurückzuführen: Erstens auf die Untersuchung von Niederschlägen mit Hilfe von Wetterradars, die auf Wellenlängen von einigen Zentimetern bis Millimetern arbeiten; zweitens auf die Erforschung der Ionosphäre mit Hilfe von Thomson-Scatter-Radars mit Wellenlängen von einigen Metern bis Zentimetern. Beim Einsatz beider Radarsysteme wurden gelegentlich unerwünschte Störschos beobachtet, die nicht durch Niederschläge in der Troposphäre oder freie Elektronen in der Ionosphäre verursacht wurden. Sie sind auf Turbulenz in optisch klaren und nichtionisierten Atmosphärenschichten zurückzuführen. Radarechos aus der

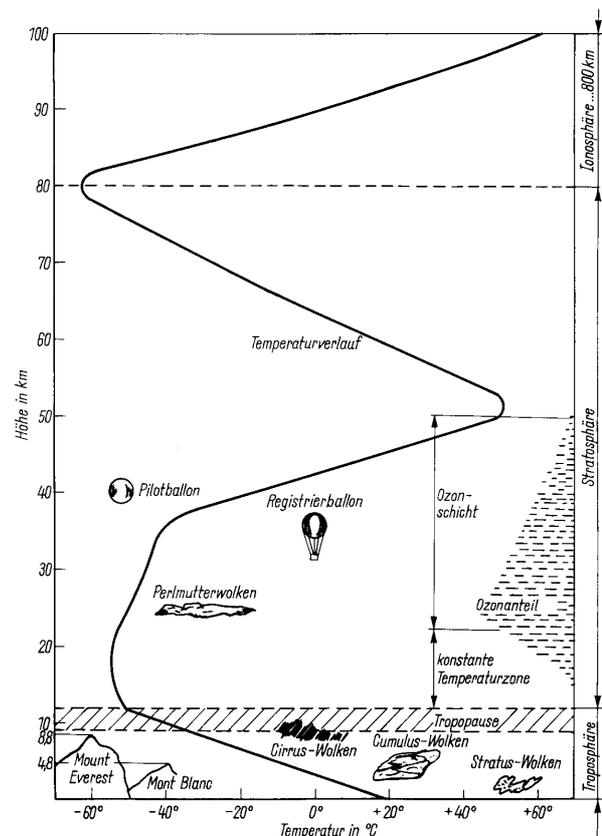


Bild 1.1: Die unteren Atmosphärenschichten [Rot95]

Atmosphäre beruhen auf der Streuung und Reflexion der ausgesendeten elektromagnetischen Wellen an isotropen bzw. anisotropen Brechungsindexstrukturen mit Skalen, die gleich der halben Radarwellenlänge sind.

Im VHF- und UHF-Bereich (30-300 MHz bzw. 300-3000 MHz) hängt der Brechungsindex von der Temperatur, der Feuchte, dem Luftdruck sowie der Elektronendichte in Höhen oberhalb 60km ab. Weil sich die Brechungsindexstrukturen mit dem Hintergrundwind bewegen, kann aus der Dopplerverschiebung der Echos die Windgeschwindigkeit in Richtung der abgestrahlten Pulse abgeleitet werden. Durch Schwenken der Antennenkeule in mindestens drei Richtungen läßt sich damit der vollständige Geschwindigkeitsvektor bestimmen. Aus der Echointensität selbst kann auf die vorhandene Turbulenzintensität geschlossen werden. Aufgrund des Höhenverlaufs der Kolmogoroffschen Mikroskala sind VHF-Radars, die auf Frequenzen von etwa 50 MHz (6 m Wellenlänge) arbeiten, besonders geeignet, Messungen in der Troposphäre, Stratosphäre und Mesosphäre durchzuführen. Optimale Entfernungs- und Zeitaufösungen von VHF-Radarmessungen betragen 150 m bzw. 30 s. Vergleiche zwischen Radar- und Ballonexperimenten zeigen gute Übereinstimmung in den gemessenen Windgeschwindigkeiten. [Rüs91]

Im September 1997 wurde auf dem Institutsgelände in Kühlungsborn (54.1° N; 11.8° E) ein neues ST-Radar zur Untersuchung der Dynamik und Struktur der Tropo- und unteren Stratosphäre in Betrieb genommen. Unter besonderen Bedingungen sind auch Beobachtungen der oberen Mesosphäre möglich. Höhenprofile des 3-D Windvektors und der Radarreflektivität können nach der Spaced-Antenna (SA) und Doppler-Beam-Swinging (DBS) Methode in einem kontinuierlichen und unbeaufsichtigten Betrieb bestimmt werden. In Tabelle 1.1 sind die technischen Parameter des Radars zusammengefaßt.

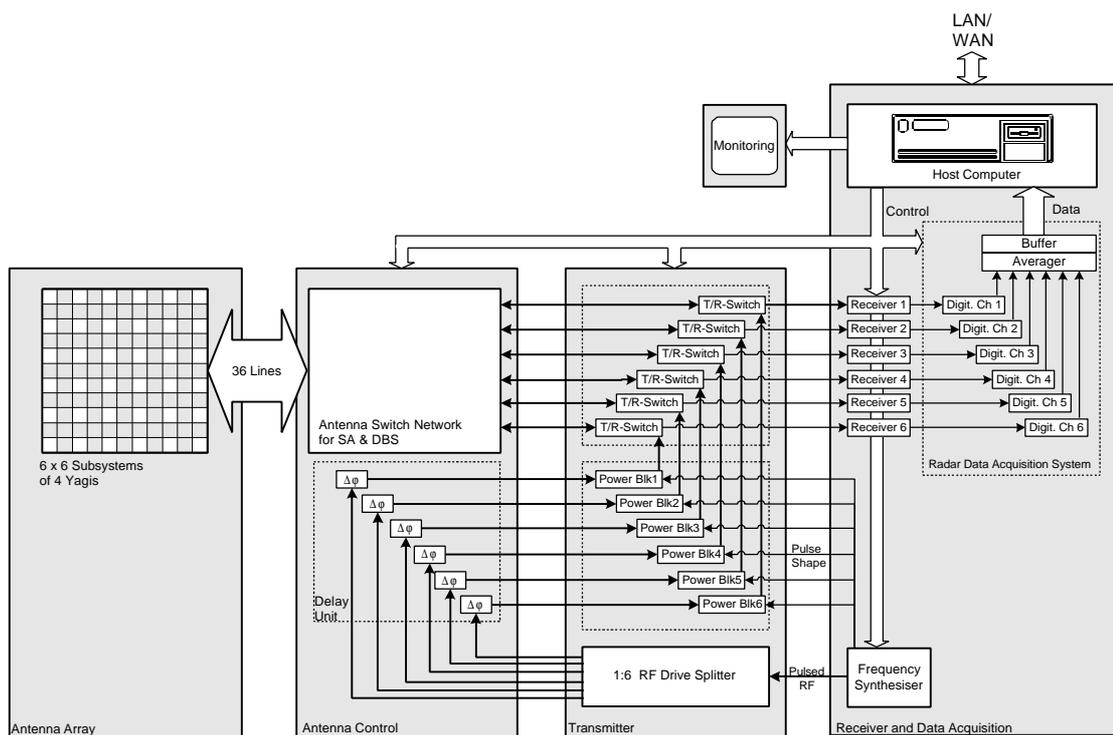
**Tabelle 1.1: Technische Parameter des VHF-ST-Radar Kühlungsborn**

Frequenz	53,5 MHz
Spitzenleistung	36 kW
Mittlere Leistung	1,8 kW (max. 5% Duty Cycle)
Impulslänge	1 ... 50 $\mu$ s
Pulswiederholfrequenz (PRF)	< 50 kHz
Höhenbereiche	(0,4) 1 ... 18 km (65 ... 95 km)
Höhenauflösung	150m, 300m, 600m, 1000m
Zeitauflösung	~ 1 min
Sendesignal	Einzelimpuls, Komplementär-Codes, Barker-Codes
Impulsformen	Rechteck, Gauß

Die wesentlichen Baugruppen des Radarsystems sind in Bild 1.2 dargestellt. Der volltransistorisierte Sender besteht aus sechs Teilsystemen von jeweils 6 kW Sendeleistung, deren Ausgangssignale über je einen passiven Sende-Empfangs-Schalter der Antennensteuereinheit zugeführt werden. Diese ermöglicht einen automatischen Betrieb der Sende-Empfangsantenne im SA- und DBS-Mode.

Das Empfangssystem enthält sechs Kanäle, in denen die Signale in ihren Quadraturkomponenten vorverarbeitet werden. Die anschließende Analyse der Rohdaten kann in Echtzeit oder als Postprozeß auf dem integrierten Host-PC oder auf jedem mit dem Internet verbundenen Rechner durchgeführt werden. Eine umfangreiche Software zur Konfiguration und Ablaufsteuerung der Meßexperimente sowie zur Diagnose der Hardware ermöglicht einen komfortablen lokalen als auch Fernzugriff auf das System.

Durch den Einsatz von Einzelimpuls- und kodierten Mehrimpulssignalen im kombinierten Betrieb können durchgehende Windprofile im Bereich von 1 bis 18 km bestimmt werden. Die auf 6 Sendemodule verteilte Sendeleistung gestattet in Kombination mit schnellen Sende-Empfangs-Schaltern auch Messungen im Grenzschichtbereich ab 400 m. [IAP97]

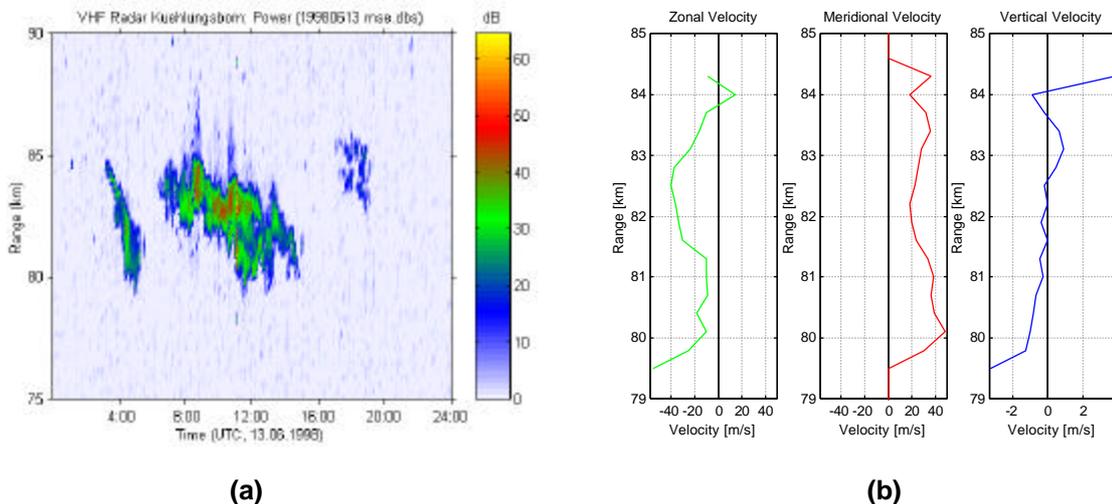


**Bild 1.2: Komponenten des VHF-ST-Radar Kühlungsborn**

## 2 VHF-Radarexperimente zur Erforschung der Atmosphäre

VHF-Atmosphärenradars dienen zur Untersuchung der Troposphäre und Stratosphäre hinsichtlich Struktur und Dynamik.

Aussagen über die Struktur und deren temporäre Variation liefern die Leistungsprofile (power profiles), in denen die rückgestreute Leistung über die Höhe und die Zeit aufgetragen wird. Bild 2.1a zeigt das Leistungshöhenprofil, gemessen über einen Tag mit dem VHF-ST-Radar Kühlungsborn zur Zeit der mesosphärischen Sommerechos (MSE).



**Bild 2.1:** Leistungs- und Windprofil ermittelt mit dem VHF-ST-Radar Kühlungsborn am 13.06.1998

Mit Hilfe der beiden Methoden zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors (DBS - Doppler Beam Swinging und SA – Spaced Antenna) werden die Windhöhenprofile ermittelt, aus denen die Variation des Windes in Abhängigkeit von der Höhe hervorgeht. Bild 2.1b zeigt die mit dem SA-Experiment bestimmten Windprofile der Komponenten des dreidimensionalen Windvektors gemittelt über eine Stunde (11:00-12:00 UTC). Beim Aufrufen über die Zeit erhält man zusätzlich die temporäre Änderung des Windfeldes.

In den folgenden Abschnitten sollen die Methoden (Meßexperimente) zur Bestimmung der o.a. Profile zur Charakterisierung der Dynamik in der Atmosphäre mittels VHF-Radars kurz erläutert werden.

## 2.1 Gepulste Hochfrequenzsignale – Das Pulsradar

Beim Pulsradar wird der HF-Träger mit Impulsen der Länge  $\tau_p$  amplitudenmoduliert. Innerhalb der Interpulsperiode  $\tau_{IPP}$  empfängt das Radar rückgestreute oder reflektierte Echos (vgl. Bild 2.2). Die Entfernung der rückstreuenden Medien wird aus der Impulslaufzeit  $\Delta t$  ermittelt:

$$R = \frac{c\Delta t}{2}; \quad c = 299792 \text{ km/s.} \quad (2.1)$$

Die Pulsdauer  $\tau_p$  bestimmt die theoretische untere Observationsgrenze  $R_{\min}$  sowie die Entfernungsauflösung (range resolution)  $\Delta R$ . Das bedeutet, Echoimpulse, deren zeitlicher Abstand ihres Eintreffens kürzer ist als die Pulsdauer können nicht selektiert werden und demzufolge nicht unterschiedlichen Höhenbereichen zugeordnet werden. Wählt man für das Empfangssignal eine Abtastrate  $f_A=1/\tau_p$ , so wird jedem Höhenkanal genau ein Abtastwert zugeordnet. Zur Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses werden in jedem Höhenkanal eine bestimmte Anzahl Abtastwerte kohärent integriert und als ein Signalwert der Weiterverarbeitung bereitgestellt.

Atmosphärenradars arbeiten mit verschiedenen Pulsformen zur Verringerung der spektralen Breite des Sendesignals. Beim VHF-ST-Radar Kühlungsborn kann zwischen Rechteckimpuls und Rechteckimpuls mit gaußförmigen Flanken gewählt werden.

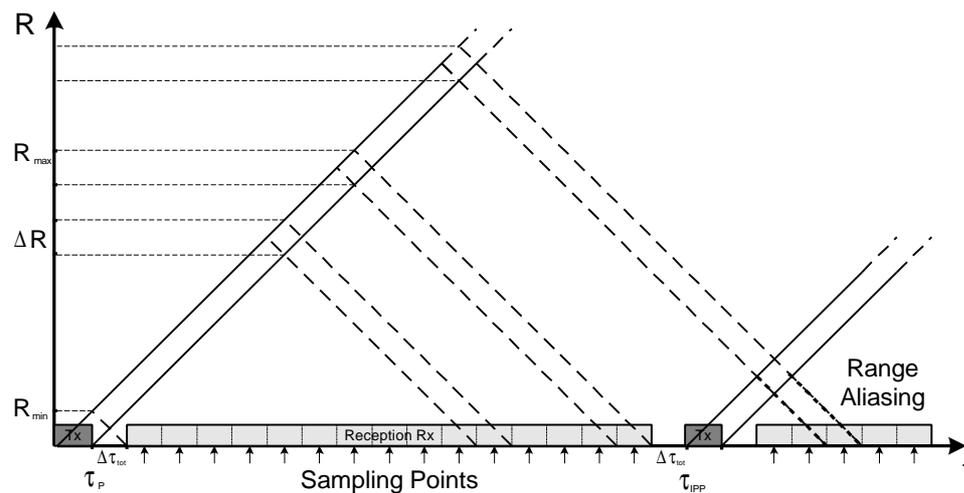


Bild 2.2: „Range-time“- Diagramm eines Pulsradars

Die Wahl der Pulsfolgefrequenz  $PRF=1/\tau_{IPP}$  bestimmt die maximale Reichweite  $R_{max}$ , in der den Echolaufzeiten eindeutig eine Entfernung zugeordnet werden kann. Ist die Zeit zwischen zwei Sendeimpulsen  $\tau_{IPP}$  zu kurz gewählt, können Echos des Vorgängerpulses im Empfangszeitraum des darauffolgenden eintreffen. Diesen Echos wird eine kürzere Entfernung zugeordnet, als der tatsächlichen entspricht (engl.: Range Aliasing). Für Radarobservationen bis 100 km wird folglich eine Interpulsperiode von bis zu 1ms verwendet. Echos aus der Ionosphäre ( $>100\text{km}$ ) beeinflussen die Qualität der Messungen nicht, da sie schwächer und breiter in ihrer spektralen Verteilung sind als die zu untersuchenden „clear air echoes“.

Aus der Interpulsperiode  $\tau_{IPP}$  und der Pulsdauer ergibt sich das Tastverhältnis  $dc$  (duty cycle), dem in der Praxis technische Grenzen durch die Senderarchitektur gesetzt sind. Die Sendeendstufe des VHF-ST-Radar Kühlungsborn arbeitet mit einem maximalen Tastverhältnis  $dc = 0,05$ . Das ergibt bei einer Pulsspitzenleistung von  $P = 36\text{kW}$  eine maximale mittlere Sendeleistung (average power oder CW power) von  $P_{av} = 1,8\text{kW}$ .

Eine erste Beispielrechnung mit praxisorientierten Werten soll die Problematik darstellen:

$$1. \quad \text{geg.: } \tau_p = 1\mu\text{s} \qquad \text{ges.: } \Delta R, R_{min}, \tau_{IPP}, PRF, R_{max}$$

$$dc = \tau_p / \tau_{IPP} = 0,05$$

$$R_{min} = \Delta R = \frac{ct_p}{2} = 150\text{m}$$

$$\tau_{IPP} = \frac{\tau_p}{dc} = 20\mu\text{s}$$

$$PRF = \frac{1}{\tau_{IPP}} = 50\text{kHz}$$

$$R_{max} = \frac{ct_{IPP}}{2} = 3\text{km}$$

In der Praxis geht in die Berechnung für die untere Observationsgrenze zusätzlich die Radartotzeit ein, in der sich das Radar initialisiert und zwischen Senden und Empfang umgeschaltet wird. Sie kann in der Größenordnung einiger Mikrosekunden liegen.

Aus dem Tastverhältnis  $dc$  resultiert die mittlere Sendeleistung und damit verbunden der Signal-Rausch-Abstand. Durch die Wahl einer niedrigen PRF, bedingt durch die maximale Höhe zur eindeutigen Entfernungszuordnung der Echopulse bei gegebener Pulsspitzenleistung des Senders, sinkt die mittlere Sendeleistung und somit die Reichweite. Eine Impulsvergrößerung könnte dieses ausgleichen, hätte aber eine Verschlechterung der Entfernungsauflösung zur Folge. Diese Widersprüche bei der Wahl von Impulsdauer und Pulsfolgefrequenz können durch die Anwendung einer Pulskompression gelöst werden.



Der Einsatz eines 32bit-Komplementär-Codes mit einer Subpulsdauer  $\tau_N = 1\mu\text{s}$  für die im Beispiel angenommene Höhe ergebe eine Entfernungsaufösung  $\Delta R = 150\text{m}$ , die Blindentfernung  $R_{\min}$  bliebe aufgrund der äquivalenten Sendedauer natürlich erhalten.

## 2.2 Methoden zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors

In der Atmosphärenradartechnik unterscheidet man in erster Linie zwischen zwei Methoden zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors: Doppler-Beam-Swinging (DBS) und Spaced Antenna (SA). Beide Experimente basieren auf dem gleichen physikalischen Prinzip, sie nutzen den Doppler-Effekt. Betrag und Richtung der Bewegung einer rückstreuenden Irregularität kann aus den in verschiedene Richtungen gemessenen unterschiedlichen Dopplerverschiebungen der Radarechos bestimmt werden. Die Experimente gelten unter der Annahme, daß das Windfeld in dem von der Antenne „ausgeleuchteten“ Volumen sowie über die Dauer der Messung konstant ist. Bild 2.4 zeigt eine Gegenüberstellung der beiden Prinzipien.

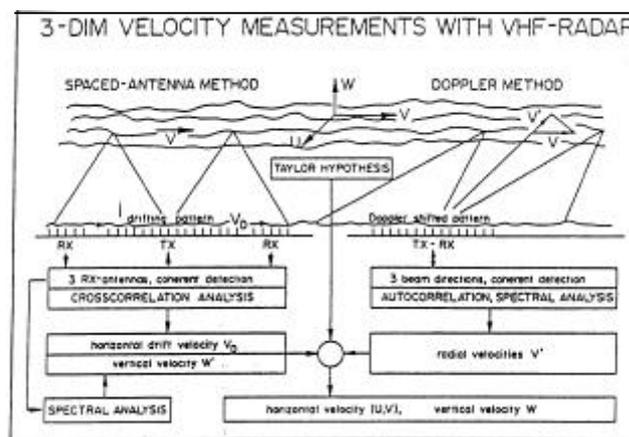


Bild 2.4: VHF-Radar-Experimente zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors [AtI90]

### 2.2.1 DBS - Doppler-Beam-Swinging

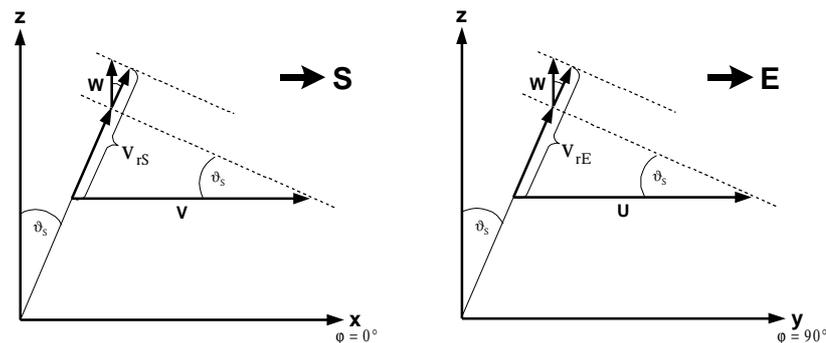
Beim DBS-Experiment wird die Antennenkeule zeitlich nacheinander in verschiedene Richtungen geschwenkt und aus der Dopplerverschiebung des jeweiligen Empfangssignals die radiale Windgeschwindigkeit in diese Richtungen bestimmt.

Die gemessene radiale Windgeschwindigkeit ist nach Gleichung (2.2) die Summe von Anteilen, die über die Winkel  $\vartheta$  und  $\varphi$  und die orthogonalen Komponenten U, V und W ausgedrückt sind.

$$v_r = U \sin \vartheta_S \sin \varphi + V \sin \vartheta_S \cos \varphi + W \cos \vartheta_S \quad (2.2)$$

Zur Bestimmung der Koeffizienten U, V und W ist ein Gleichungssystem mit mindestens 3 Gleichungen vom Typ (2.2) notwendig, d.h. zur eindeutigen Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors muß der radiale Wind in mindestens 3 Richtungen gemessen werden.

Zur Vereinfachung des Gleichungssystems ermittelt man die radialen Winde aus dem Zenit und aus zwei Zenitwinkel  $\vartheta_S \neq 0^\circ$ , deren Azimutwinkel orthogonal zueinander sind. Wählt man die Azimutwinkel der Schwenkung übereinstimmend mit den Himmelsrichtungen N oder S, bzw. W oder E vereinfacht sich das Gleichungssystem weiter und man erhält direkt den meridionalen Wind V bzw. zonalen Wind U (vgl. Bild 2.5).



**Bild 2.5:** Bestimmung der Koeffizienten U, V, und W aus den radialen Windgeschwindigkeiten in die Richtungen Süd und Ost

Das vereinfachte Gleichungssystem lautet für den im Bild 2.5 dargestellten Fall unter Annahme einer infinitesimalen Halbwertsbreite der Antennenkeule:

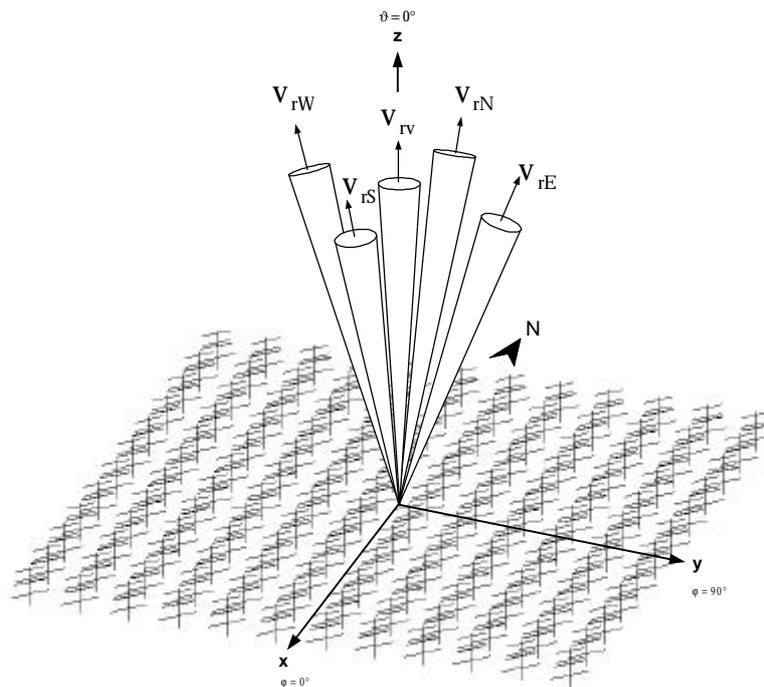
$$\begin{aligned} v_{rE} &= U \sin \vartheta_S + W \cos \vartheta_S \\ v_{rS} &= V \sin \vartheta_S + W \cos \vartheta_S \\ v_{rV} &= W \cos \vartheta_S. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Der dreidimensionale Windvektor berechnet sich:

$$\vec{v} = \begin{pmatrix} U \\ V \\ W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \vartheta_S & 0 & \cos \vartheta_S \\ 0 & \sin \vartheta_S & \cos \vartheta_S \\ 0 & 0 & \cos \vartheta_S \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} v_{rE} \\ v_{rS} \\ v_{rV} \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

In der Praxis setzen sich die gemessenen radialen Geschwindigkeiten in (2.3) aufgrund der endlichen Halbwertsbreite der Antennenkeule aus allen drei Komponenten U, V, und W zusammen. Zur Verbesserung der Güte wird in alle vier Himmelsrichtungen und in den Zenit gemessen und der Windvektor über die Methode der kleinsten Quadrate (least square method) ermittelt. [ISA88]

Das Bild 2.6 zeigt die Ausrichtung der Radarantenne Kühlungsborn mit den Schwenkrichtungen der Hauptkeule zur Durchführung des DBS-Experiments.



**Bild 2.6: Schwenkrichtungen der Hauptkeule der Radarantenne Kühlungsborn zur Durchführung des DBS-Experiments**

Die Qualität der Meßergebnisse wird beim DBS-Experiment entscheidend von der Halbwertsbreite der Antennenkeule beeinflusst. Mit einer schmalen Keule wird das „ausgeleuchtete“ Volumen geringer und damit die Wahrscheinlichkeit der Konstanz des Windfeldes innerhalb des Volumens größer.

Weitere Gründe für die Wahl einer schmalen Antennenkeule sind:

- Die Höhenauflösung der Messung verschlechtert sich mit steigendem Zenitwinkel (Antennenschwenkwinkel).
- Die effektive Antennenfläche sinkt mit steigendem Schwenkwinkel bei einer horizontal montierten Antenne und daraus resultierend eine Abnahme des Richtfaktors.
- Die Aspektempfindlichkeit (Variation der rückgestreuten Signalleistung in Abhängigkeit vom Zenitwinkel) sinkt mit steigendem Zenitwinkel.

### 2.2.2 SA - Spaced Antenna

Beim SA-Experiment wird die horizontale Bewegung der rückstreuenden Irregularitäten in der Atmosphäre aus der am Boden mit drei räumlich verteilten Antennen gemessenen Bewegung des Interferenzmusters ermittelt. Die Kreuzkorrelation der empfangenen Leistungsprofile liefert den zeitlichen Versatz zwischen den drei Antennen, aus dem zusammen mit dem räumlichen Abstand der Antennen der horizontale Windvektor berechnet wird.

Im Bild 2.7a bewegt sich eine in sich konstante isometrische Irregularität mit der konstanten horizontalen Geschwindigkeit  $\mathbf{v}$  unter einem Winkel  $\varphi$  zur  $y$ -Achse über die drei räumlich verteilten Antennen X, Y und 0 hinweg. Ist die Dimension des irregulären Profils groß im Vergleich zum „Spacing“ der Antennen, kann die Linie durch die Maxima  $0_m$ ,  $X_m$ ,  $Y_m$  als Gerade angenähert werden. Aus den Leistungsprofilen der Empfangssignale (Bild 2.7b) werden mittels Kreuzkorrelation die Zeitdifferenzen  $t_x$  und  $t_y$  ermittelt.

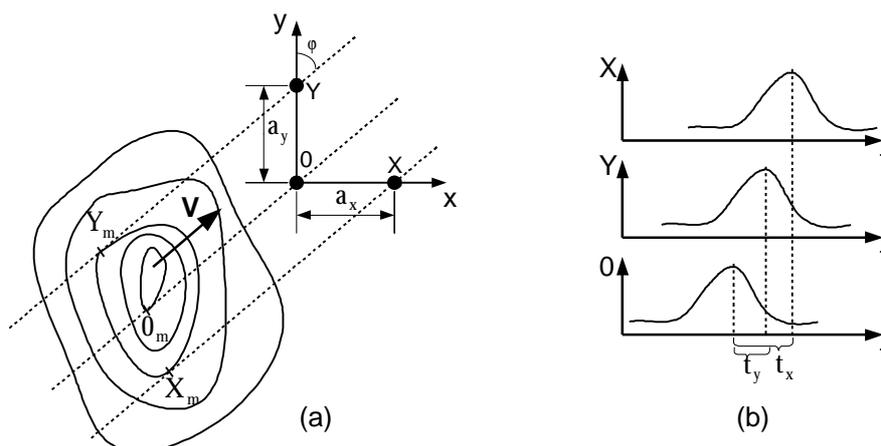


Bild 2.7: Spaced-Antenna-Methode

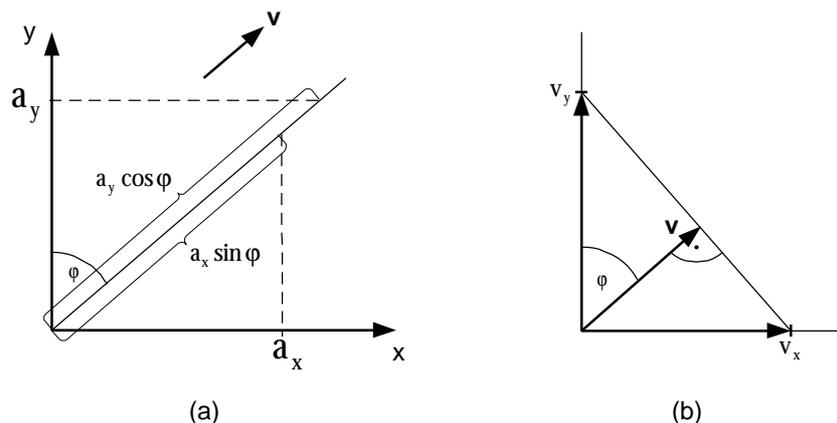
Aus Bild 2.8a ergeben sich für die Zeitdifferenzen  $t_x$  und  $t_y$  die Terme

$$t_x = \frac{a_x \sin \varphi}{v}; \quad t_y = \frac{a_y \cos \varphi}{v} \quad (2.5)$$

und die Geschwindigkeiten in x- bzw. y-Richtung ergeben sich zu

$$v_x = \frac{a_x}{t_x} = \frac{v}{\sin \varphi} \quad \text{und} \quad v_y = \frac{a_y}{t_y} = \frac{v}{\cos \varphi}. \quad (2.6)$$

Man erkennt, daß  $v_x$  und  $v_y$  nicht die Komponenten von  $v$  sind. Der horizontale Windvektor  $v$  ergibt sich aus der geometrischen Konstruktion im Bild 2.8b als Senkrechte vom Ursprung auf die Verbindungsgerade der Beträge von  $v_x$  und  $v_y$ .



**Bild 2.8: geometrische Konstruktionen zur SA-Methode**

Die vorangegangenen Aussagen verdeutlichen das Grundprinzip der SA-Methode. In der Realität ist die Konstanz und Isometrie des irregulären Profils nicht gegeben und der nach dem o.a. Prinzip ermittelte horizontale Windvektor wäre fehlerhaft.

Ein mathematisches Modell zur näherungsweise Beschreibung der zeitlichen Variabilität der Irregularitäten in Form und Bewegung ist Inhalt, der in der Praxis angewendeten „Full Correlation Analysis“ (FCA) zur Bestimmung des horizontalen Windvektors. Eine ausführliche Herleitung ist in [Bri84] dargelegt.

Die vertikale Komponente des dreidimensionalen Windvektors wird beim SA-Experiment über die Interferometrie, der Auswertung der Phasen des empfangenen Echos bestimmt. Aus der Nullphasenlage der drei Kreuzkorrelationen und dem räumlichen Abstand zwischen den Antennen kann der mittlere Einfallswinkel (mean angle of arrival - AOA) mit Elevation  $\vartheta$  und Azimut  $\varphi$  bestimmt werden. Die mittlere radiale Windgeschwindigkeit in

Richtung des mittleren Einfallswinkel erhält man aus dem Anstieg der Phase im Nulldurchgang der Autokorrelationsfunktionen der drei Empfangssignale. Die radiale Geschwindigkeit und die Winkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  zusammen mit den in der FCA ermittelten Komponenten U und V eingesetzt in Gleichung (2.2) ergibt die vertikale Komponente W und der dreidimensionale Windvektor ist vollständig determiniert. [Ber97]

### 3 Die Phased-Array-Antenne des VHF-ST-Radars Kühlungsborn

Antennenarrays (Gruppenantennen) sind Antennenstrukturen, die aus mehreren Einzelantennen linear, orthogonal-planar, zirkular-planar oder nichtplanar (3-dimensional) aufgebaut sein können. Beim Phased-Array Kühlungsborn handelt es sich um ein orthogonal-planares Array.

Phasengesteuerte Gruppenantennen werden vorrangig in Radaranlagen eingesetzt, bei denen es darauf ankommt, das Antennenrichtdiagramm zur Überwachung und Zielverfolgung sehr schnell zu schwenken oder die Dimension der Antennenstruktur ein mechanisches Verfahren zur Schwenkung ausschließt. Die Schwenkung erfolgt durch eine Speisung der Einzelstrahler mit jeweils um den gleichen Winkel phasenverschobenen Strömen.

Die Antennensteuerung erfolgt entweder durch das Schalten von Umwegleitungen mittels Relais oder wird durch rechnergesteuerte Phasen- und Amplitudenvariation realisiert. Letztere Methode wird in Radargeräten zur Zielerfassung und -verfolgung eingesetzt, bei denen es notwendig ist, das Richtdiagramm mit maximaler Winkelauflösung in Zenitablagen bis  $60^\circ$  über alle Azimutwinkel zu schwenken. Dies setzt indes für jeden Strahler eine separate Einspeisung inklusive Sende- und Empfangseinheit voraus und ist daher technisch sehr aufwendig und entsprechend kostenintensiv.

Bei Arrays deren Richtcharakteristik nur in bestimmte Winkel geschwenkt wird, z.B. zur Durchführung des DBS-Experiments in Kühlungsborn bietet sich die kostengünstigere Variante der Schaltung von Umwegleitungen an.

Die Sende-Empfangsantenne des VHF-ST-Radars in Kühlungsborn besteht aus 144 Vier-Elemente-Yagi-Antennen, die in quadratischen Subsystemen (Feed-Subarrays) aus jeweils 4 Antennen in einer  $6 \times 6$  Matrix angeordnet sind. Die Antennen sind im Winkel von  $45^\circ$  zur Nord-Süd-Achse ausgerichtet, damit im DBS-Modus in zonaler (Ost-West) und meridionaler (Nord-Süd) Richtung eine identische Antennencharakteristik genutzt werden kann (vgl.[Rub97]).

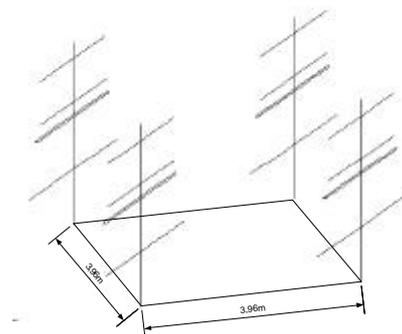


Bild 3.1: Feed-Subarray

Im SA-Mode ist das Antennenfeld im Empfangsfall in sechs Einzelfelder zu je 6 Subsystemen aufgeteilt, die maximal sechs Empfangskanälen zugeordnet werden können.

Im DBS-Mode ist es möglich, die Antennenkeule in jeweils drei Zenitwinkeln ( $6,6^\circ$ ;  $13,3^\circ$ ;  $20^\circ$ ) in die vier Himmelsrichtungen Nord, Süd, Ost und West zu schwenken. Dieses wird im Sendebetrieb durch phasenverzögerte Einspeisung der sechs Antennenzeilen oder -spalten und im Empfangsbetrieb durch softwaregestütztes Postbeam-Steering (PBS) realisiert. [IAP97]

Zur Bestimmung des dreidimensionalen Windvektors wird beim DBS-Experiment die Antennenkeule in den ersten Zenitwinkel  $\vartheta_{s1} = 6,6^\circ$  geschwenkt. Der zweite Schwenkwinkel  $\vartheta_{s2} = 13,3^\circ$  dient zusammen mit dem ersten und dem dritten zur eingeschränkten Untersuchung der Aspektempfindlichkeit. Bei der Ansteuerung des Arrays zur Schwenkung in den dritten Zenitwinkel  $\vartheta_{s3} = 20^\circ$  wird das Richtdiagramm symmetrisch, es weist zwei Hauptkeulen ( $\pm\vartheta_{s3}$ ) auf. Mit dieser Charakteristik soll beim geplanten Experiment zur Erkennung von Meteorechos aus dem Höhenbereich 80-100km gesendet werden.

### 3.1 Das Antennenspeisesystem

Die Speisung des Arrays in Gruppen zu vier Yagi-Antennen ist eine Kompromißlösung zur Reduzierung der Kosten für das Radarsystem. Der Aufwand sinkt gegenüber einer Einzelspeisung für das Zuleitungsnetzwerk um 75%, für die Antennensteuereinheit, die Empfänger und die Signalverarbeitungseinheiten um 50%.

Für den ungeschwenkten Betrieb zur Durchführung des SA-Experiments ist die Form der Einspeisung unproblematisch. Im Schwenkbetrieb für das DBS-Experiment geht die Kosteneinsparung zu Lasten des Richtdiagramms. Die Anzahl der unabhängig voneinander ansteuerbaren Elementarstrahler pro Zeile bzw. Spalte halbiert sich, der Abstand der Antennenschwerpunkte verdoppelt sich und in dem von der Antenne abzudeckenden Winkelbereich erscheinen zusätzliche Hauptkeulen (grating lobes). Ursache ist die Periodizität des Strahlungsdiagramms, die in Antennenarrays direkt proportional zum Elementabstand ist.

### 3.2 Das Antennensteuerungsnetzwerk (beam steering network)

Aufgabe des Antennensteuerungsnetzwerks ist es, eine Zuordnung, entsprechend der Meßaufgabe (DBS oder SA) der sechs Sende- bzw. Empfangskanälen zu den 36 Antennensubsystemen zu realisieren. Die sechs Sende-Empfangskanäle werden über einen 1:2-Teiler und zwei anschließende 1:3-Teiler in sechs phasen- und amplitudenäquivalente Subkanäle zur Speisung der 36 Feed-Subarrays unterteilt.

Die Umschaltung erfolgt mit Hilfe von Transfer-Relais, die sich durch hohe Schaltzeiten (ca. 20 ms) und sehr geringen Phasenfehler auszeichnen.

In der Delay-Unit (vgl. Bild 1.2) werden mit diesen Relais die Umwegleitungen für das DBS-Experiment in die einzelnen Sendesignalfade geschaltet.

### 3.3 DBS-Ansteuerung

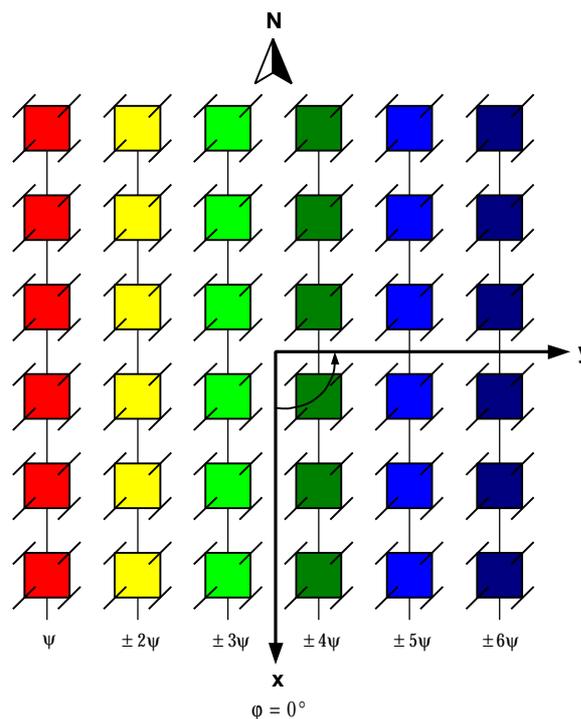
Beim DBS-Experiment werden die 36 Subsysteme durch das Beamsteering-Netzwerk zu 6 Zeilen bzw. Spalten mit je 6 Subsystemen kombiniert und jeder Zeile bzw. Spalte ein Sende-Empfangsumschalter (T/R-Switch) zugeordnet.

Im Sendebetrieb werden die Zeilen bzw. Spalten des Phased-Arrays mit Strömen linear fortschreitender Phase gespeist, um die erforderliche Schwenkung des Richtdiagramms in verschiedene Zenitablagen der 4 Richtungen (Nord, Süd, West, Ost) zu erzielen.

Eine ausführliche Betrachtung der Phasensteuerung folgt im Abschnitt 4 Arraytheorie.

Empfangen wird phasengleich mit den adäquaten Zeilen bzw. Spalten. Die sechs Empfangssignale werden nachträglich in der Datenverarbeitung entsprechend phasenverschoben addiert (post-set beam steering).

Das Bild 3.2 zeigt die Ansteuerung des Phased-Arrays Kühlungsborn in Spalten zur zonalen Schwenkung der Charakteristik beim DBS-Experiment.



**Bild 3.2: DBS-Ansteuerung des Phased-Arrays Kühlungsborn zur zonalen Schwenkung (West-Ost) mit  $y$  = Phasenversatz der speisenden Ströme**

### 3.4 SA-Ansteuerung

Zur Durchführung des SA-Experiments wird beim VHF-ST-Radar Kühlungsborn mit dem gesamten Array phasengleich gesendet und mit drei räumlich determiniert verteilten Antennengruppen des Arrays empfangen. Das Antennensteuerungsnetzwerk schaltet die entsprechenden Feed-Subarrays zu SA-Empfangsarrays zusammen und ordnet jedem dieser Arrays einen Empfänger zu.

Die Antennenschwerpunkte der SA-Empfangsarrays sind geometrisch über das im Bild 3.2 angedeutete Dreieck verbunden.

Ein Nachteil dieser Empfangskonfiguration ist die Unsymmetrie der Richtcharakteristik der SA-Empfangsarrays, die eine mögliche systematische Fehlerquelle bei der Ermittlung des Windfeldes nach der SA-Methode darstellt. Im Abschnitt 5 Optimierung wird eine Möglichkeit zur Unterdrückung dieses Effekts aufgezeigt.

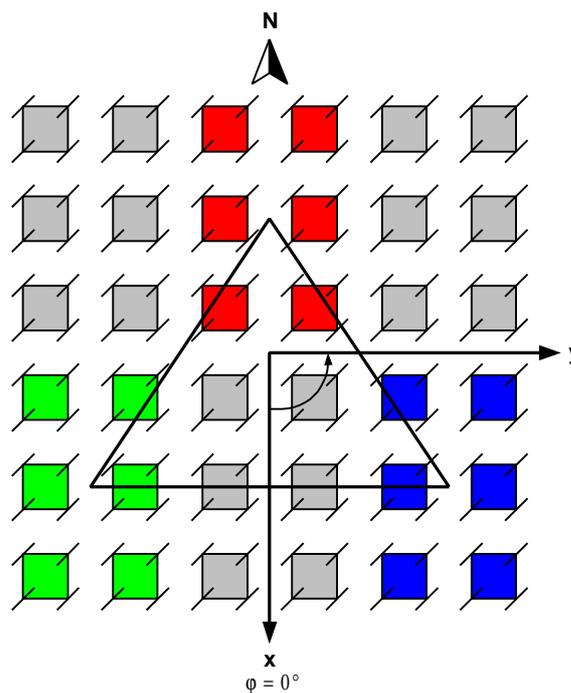


Bild 3.3: SA-Empfangsantennen

## 4 Arraytheorie

Der Begriff Array bezieht sich in den folgenden Ausführungen in Referenz zum Phased-Array Kühnlungsborn auf eine planare Gruppenantenne die als Querstrahler (broadside array) fungiert und deren Einzelstrahler linear oder orthogonal äquidistant angeordnet sind. Die Aperturbelegung (Amplitudenverteilung der speisenden Ströme) wird, soweit nicht explizit angedeutet, als uniform vorausgesetzt. Zur Schwenkung der Richtcharakteristik werden die Einzelelemente mit linear fortschreitendem Phasenversatz angesteuert. Es gilt das Reziprozitätstheorem (s.[Sti84] Bd.1, S.203ff.), so daß sich die Eigenschaften im Sendebetrieb auf das Verhalten im Empfangsbetrieb übertragen lassen. Die Radiowellenlänge  $\lambda$  ist konstant.

Eine Übersicht über die charakteristischen Eigenschaften und aktuellen Richtdiagramme der Phased-Array-Antenne Kühnlungsborn sind im Anhang A dargelegt.

Berechnungsgrundlage für die Eigenschaften des Phased-Array Kühnlungsborn sind die mit NEC-Win Pro ermittelten Richtcharakteristika für die 4-Elemente-Yagi und das Feed-Subarray als Elementarstrahler. Das Antennenanalyseprogramm NEC-Win Pro ist in [Rub97] vorgestellt, die Datenweiterverarbeitung und grafische Ausgabe erfolgte mit MATLAB Version 5.0.

### 4.1 Richtcharakteristik, Richtdiagramm und Leistungsdiagramm (radiation pattern, field pattern and power pattern)

Die Richtcharakteristik ist die Richtungsabhängigkeit (Azimut , Elevation), der von einer Antenne erzeugten Feldstärke (field intensity) nach Amplitude, Phase und Polarisation in einem konstanten Abstand von der Antenne. Diese Abhängigkeit beschränkt sich in der Praxis auf das Fernfeld und die Amplitude der elektrischen Feldstärke  $E$  einer bestimmten Polarisation. Im Fernfeld sind die Vektoren der elektrischen und der magnetischen Feldstärke in Phase, stehen senkrecht aufeinander und quer zur Ausbreitungsrichtung der Wellen.

Im allgemeinen bevorzugt man die auf den Maximalwert bezogene Richtcharakteristik:

$$C(\varphi, \vartheta) = \frac{E(\varphi, \vartheta)}{E_{\max}} = \frac{H(\varphi, \vartheta)}{H_{\max}} \quad (4.1)$$

Das Richtdiagramm ist die zeichnerische Darstellung eines Schnittes durch die Richtcharakteristik. Man unterscheidet dabei zwischen zwei Arten, gemäß den beiden Variablen  $\varphi$  und  $\vartheta$  spricht man vom Horizontal- bzw. Vertikaldiagramm oder eindeutiger, in Bezug auf die im Diagramm projizierten Feldlinien vom H- bzw. E-Diagramm.

Die normierte Richtcharakteristik für ein uniform erregtes, orthogonales ebenes Array aus  $N \times M$  identischen Einzelstrahlern ergibt sich nach dem Prinzip der Superposition (vgl.[Rub97]):

$$C_A(\varphi, \vartheta) = C_E(\varphi, \vartheta) \underbrace{\left| \frac{\sin \left[ N \left( \frac{\psi_x}{2} + \frac{\pi a_x}{\lambda} \cos \varphi \sin \vartheta \right) \right]}{N \sin \left( \frac{\psi_x}{2} + \frac{\pi a_x}{\lambda} \cos \varphi \sin \vartheta \right)} \right|}_{F_x(\varphi, \vartheta)} \underbrace{\left| \frac{\sin \left[ M \left( \frac{\psi_y}{2} + \frac{\pi a_y}{\lambda} \sin \varphi \sin \vartheta \right) \right]}{M \sin \left( \frac{\psi_y}{2} + \frac{\pi a_y}{\lambda} \sin \varphi \sin \vartheta \right)} \right|}_{F_y(\varphi, \vartheta)} \quad (4.2)$$

mit  $a_{x,y}$  = Abstand der Einzelstrahler;

$\lambda$  = Wellenlänge;

$\psi_{x,y}$  = Phasenversatz der speisenden Ströme;

$C_E$  = Richtcharakteristik der Elementarstrahler (Elementfaktor);

$F_{x,y}$  = Arrayfaktoren.

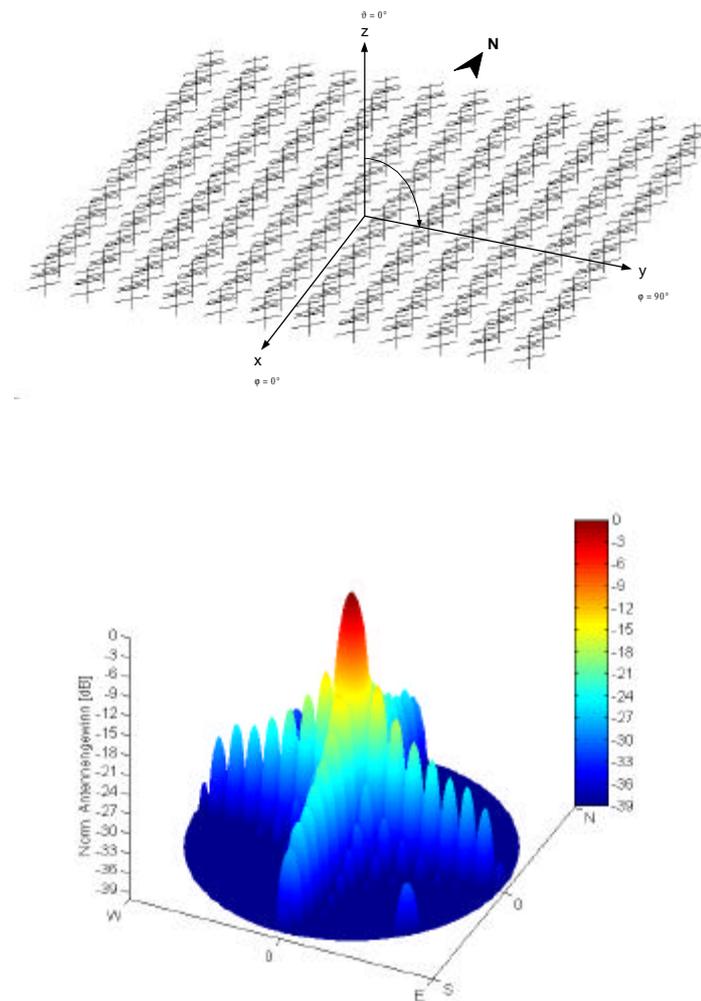
Bei konstanter Wellenlänge wird in der Praxis das Verhältnis  $a/\lambda = d_\lambda$  angegeben, wobei  $d_\lambda$  als der auf die Wellenlänge bezogene Abstand oder einfach als relativer Abstand bezeichnet wird.

Die Charakteristik der Arrayfaktoren  $F_x(\varphi, \vartheta)$  und  $F_y(\varphi, \vartheta)$  ist adäquat der Richtcharakteristik einer Reihe isotroper Strahler in x- bzw. y-Richtung. Die Gesamtcharakteristik eines Arrays ergibt sich aus dem durch die Arrayfaktoren aufgespannten Feld (Array)  $F_x \times F_y$ , gewichtet mit der Charakteristik der Elementarstrahler  $C_E(\varphi, \vartheta)$ .

Aus Gleichung (4.2) ist zu entnehmen, daß die Richtdiagramme des Arrays in x- und y-Richtung nur durch den Elementfaktor und den jeweiligen Arrayfaktor  $F_x(0^\circ, \vartheta)$  bzw.  $F_y(90^\circ, \vartheta)$  bestimmt werden. Diese Richtdiagramme weisen folglich die stärksten Nebenzipfel und werden deshalb zur Charakterisierung von orthogonalen Arrays herangezogen (vgl. Bild 4.1). Für ein quadratisches Array sind die Arrayfaktoren  $F_x(0^\circ, \vartheta)$  und  $F_y(90^\circ, \vartheta)$  identisch.

Bei zeilen- bzw. spaltenweiser Speisung der Einzelelemente mit Strömen linear steigender oder fallender Phase schwenkt das Diagramm entsprechend in  $\pm x$ - bzw.  $\pm y$ -Richtung.

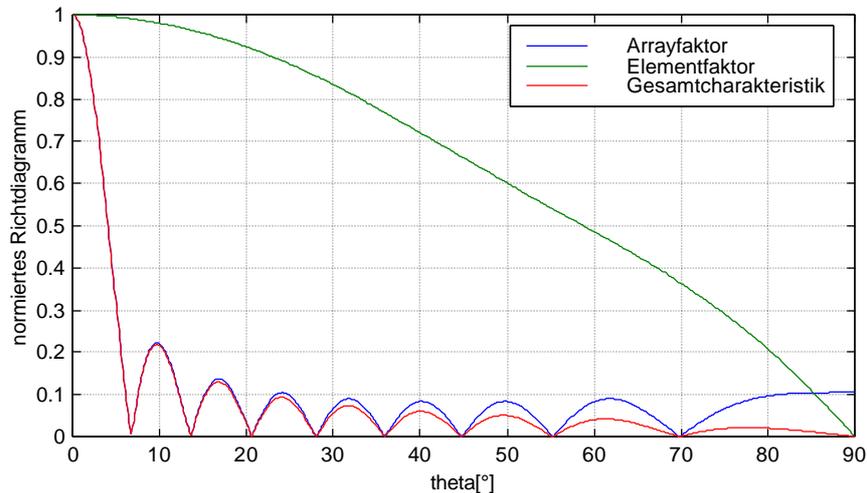
Unter der Voraussetzung, daß die Richtdiagramme der Elementarstrahler  $C_E(0,\vartheta)$  und  $C_E(90,\vartheta)$  übereinstimmen, ist auch die Gesamtcharakteristik des Arrays  $C_A$  in diese Richtungen identisch. Letzteres ist in Kühlungsborn durch eine Azimutdrehung der Einzelstrahler um  $45^\circ$  realisiert (vgl.[Rub97]). Das Bild 4.1 zeigt das Phased-Array Kühlungsborn in dem für diese Arbeit gültigen Koordinatensystem und das dreidimensionale Richtdiagramm.



**Bild 4.1** Phased-Array-Antenne des VHF-ST-Radar Kühlungsborn und das dreidimensionale Richtdiagramm (3D-Plot)

In Bezug auf das quadratische Array Kühlungsborn mit identischer Charakteristik in x- und y-Richtung entfallen im folgenden die richtungsweisenden Indizes.

Im Bild 4.2 sind die Faktoren und die resultierende Gesamtcharakteristik mit den Parametern des Phased-Arrays Kühlungsborn unter der Annahme dargestellt, daß die Elemente einzeln gespeist werden. Auf die Speisung in Feed-Subarrays wird später näher eingegangen.



**Bild 4.2:** Normiertes Richtdiagramm für das Phased-Array Kühlungsborn ( $N = 12$ ,  $d_l = 0,71$ ) bei Einzelstrahlerspeisung

Das Prinzip der Superposition ist mathematisch überschaubar und im allgemeinen von ausreichender Genauigkeit. In der Realität wird die Richtcharakteristik zusätzlich durch die Strahlungskopplung (mutual coupling oder interaction) zwischen benachbarten Array-Elementen beeinflusst und bei Strahlern über einer leitenden Ebene, durch deren elektromagnetischen Eigenschaften (Leitfähigkeit  $\kappa$ , Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$ ).

Der Effekt der Strahlungskopplung kommt besonders bei Antennenarrays durch die räumlich dicht angeordneten Elemente zum Tragen. Die Stärke der gegenseitigen Strahlungseinstreuung, durch die die Stromverteilung auf der Antenne beeinflusst wird, ist abhängig von der Lage und dem Abstand der Elementarstrahler in einem Array. Aus der Kopplung resultiert einerseits ein verändertes Richtdiagramm und andererseits eine Impedanzveränderung, die eine Fehlanpassung zwischen Generator (Sender) und Antenne hervorruft. Der Einfluß der Strahlungskopplung kann sich positiv oder negativ auf die Gesamtcharakteristik auswirken. [Mai94]

Der Numerical Electromagnetic Code 2 (NEC2), Rechenbasis der Antennenanalyse-Software NEC-Win Pro, berücksichtigt bei der Berechnung der Richtcharakteristik einer Antennenstruktur neben den Bodenverlusten auch diese Wechselwirkungen.

Aus dem Quadrat der Richtcharakteristik erhält man das normierte Leistungsdiagramm, das zur Ermittlung der Strahlungsleistung und des Gewinns einer Antenne verwendet werden kann:

$$P_n(\varphi, \vartheta) = C^2(\varphi, \vartheta) = \frac{E^2(\varphi, \vartheta)}{E_{\max}^2} = \frac{S(\varphi, \vartheta)}{S_{\max}} \quad (4.3)$$

Die Strahlungsdichte  $S$  (radiation intensity), auch Leistungsdichte der Strahlung genannt, ist der Betrag des Poyntingschen Vektors  $\vec{S} = \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H})$ :

$$S = \frac{1}{2}EH = \frac{E^2}{2Z_0} \quad (4.4)$$

mit  $Z_0 = 120\pi\Omega$  (Feldwellenwiderstand des freien Raumes).

## 4.2 Definition des Fernfeldes (far field region)

Die Gültigkeit der Richtcharakteristik einer Antenne beschränkt sich auf den Raum außerhalb eines bestimmten Abstandes  $R$  von der Antenne, von dem aus die Antenne als Punktquelle angesehen werden kann und demzufolge die abgestrahlten Wellen nicht mehr als eben sondern als sphärisch bezeichnet werden können.

Das Fernfeld – auch Fraunhoferregion genannt – beginnt in der Praxis bei Quer- und Aperturstrahlern mit der größten geometrischen Abmessung  $L_{x,y}$  näherungsweise bei einem Abstand:

$$R \geq \frac{2L_{x,y}^2}{\lambda}, \quad (4.5)$$

wobei  $L_{x,y} > \lambda$  vorausgesetzt ist. Die Gleichung (4.5) wird aus der Bedingung erhalten, daß der Weglängenunterschied  $\Delta r$  zwischen zwei am Empfangsort eintreffenden Strahlen, von denen der eine vom Antennenmittelpunkt und der andere vom Antennenrand ausgeht, der Bedingung  $\Delta r \leq \lambda/8$  genügt. [Mei92]

Zur Berechnung der unteren Fernfeldgrenze einer orthogonalen Array-Architektur wird die maximale effektive Länge  $L_{x,y} = N \cdot a_{x,y}$  herangezogen. [Sko90] [Mai94]

Das Fernfeld für das Phased-Array Kühlungsborn, das mit einer Radiowellenlänge  $\lambda = 5,6$  m arbeitet, beginnt nach Gleichung (4.5) ab einer Höhe

$$R \geq \frac{2(12 \times 3,96 \text{ m})^2}{5,6 \text{ m}} \approx 800 \text{ m} .$$

### 4.3 Analogien zwischen Antennen- und Signaltheorie

In der Antennentechnik kann zur Bestimmung der Richtcharakteristik einer Antennenkonfiguration die Fourier-Analyse angewendet werden. Das Richtdiagramm einer Antenne ist die inverse Fouriertransformierte der Aperturbelegung (aperture distribution oder aperture illumination) ähnlich wie die Zeitfunktion eines Signals aus der inversen Fouriertransformation des Signalspektrums oder die Impulsantwort aus der inversen Fouriertransformation der Übertragungsfunktion eines Filters hervorgehen.

Die Anwendung der Fourier-Analyse erlaubt es, Erkenntnisse der Signalverarbeitung auf das Gebiet der Antennentechnik anzuwenden. Analog der Optimierung der Impulsantwort von Filtern wird hier das Richtdiagramm hinsichtlich Nebenzipfeldämpfung und Halbwertsbreite durch Variation der Aperturbelegung optimiert.

Die Aperturbelegung eines Antennenarrays ist eine komplexe Funktion, die die ortsabhängige Amplitude und Phase der Elementarstrahler beschreibt. Das resultierende Richtdiagramm ist periodisch, so daß in bestimmten Winkelabständen Hauptkeulen (grating lobes) periodisch auftreten. Diese lassen sich durch eine geeignete Wahl der Elementabstände aus dem durch die Antenne abzudeckenden Winkelbereich „hinauschieben“ und damit unwirksam machen. [Kra88] [Lud93] [Mai94] ] [Sko90]

Zur Bestimmung der Richtcharakteristik einer diskret aufgebauten Gruppenantenne kann die harmonische Synthese mit Fourier-Reihen angewendet werden. Harmonische Synthese bedeutet die Bestimmung einer periodischen Funktion aus den Koeffizienten ihrer Fourier-Reihe. [ Beo95]

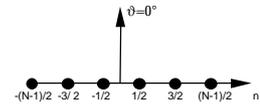
Auf der Basis des Huygensschen Prinzips ergibt sich die Fernfeldcharakteristik einer Reihe äquidistant separierter Strahlungsquellen, aus der kohärenten Superposition der Elementarcharakteristika.

Das Richtdiagramm einer Reihe isotroper Strahler kann aus der komplexen Summenformel

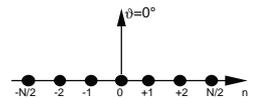
$$F(\vartheta) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} A_n e^{j(2\pi/\lambda)na \sin \vartheta} \quad (4.6)$$

mit

$$n = \pm 1/2, \pm 3/2, \pm 5/2, \dots \quad \text{für gerade } N;$$



$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad \text{für ungerade } N.$$



bei zentralem Phasenbezugspunkt bestimmt werden. Die Reihe (4.6) stellt eine finite komplexe Fourier-Reihe dar, die im Winkelbereich  $\vartheta$  periodisch mit dem Winkelabstand  $\arcsin(\lambda/a)$  ist. Die Fourier-Koeffizienten  $A_n$  sind zunächst reell und entsprechen den Amplituden der Einspeisungen. Für ungerade  $N$  hat die Fourier-Reihe (4.6) alle Terme, einen Gleichanteil bei  $n=0$ , einen Grundanteil und harmonische Anteile, für gerade  $N$  nur den Grundanteil und ungerade Harmonische.

Die Einspeisungskoeffizienten berechnen sich invers:

$$A_n = \frac{a}{\lambda} \int_{-\lambda/2a}^{\lambda/2a} F(\vartheta) e^{-j(2\pi/\lambda)na \sin \vartheta} d \sin \vartheta. \quad (4.7)$$

Gleichung (4.7) ergibt das Amplitudenspektrum des Richtdiagramms  $F(\vartheta)$  für  $a \geq 0,5\lambda$ . Für kürzere Strahlerabstände  $a$  überschreiten die Integrationsgrenzen den „sichtbaren“ Bereich, die Periode  $\lambda/a$  und die Definition des Richtdiagramms ist nicht mehr eindeutig.

In der Praxis finden überwiegend symmetrische Aperturbelegungen Anwendung, deren Richtdiagramm  $F(\vartheta)$  eine gerade, d.h. ebenfalls symmetrische und damit reelle Funktion ist. Durch die Symmetrie entfällt in (4.6) der Imaginärteil und die Reihe vereinfacht sich zu:

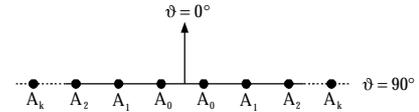
$$F(\vartheta) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} A_n \cos\left(\frac{2\pi a n}{\lambda} \sin \vartheta\right) = 2 \sum_{n=0}^{(N-1)/2} A_n \cos\left(\frac{2\pi a n}{\lambda} \sin \vartheta\right) \quad (4.8)$$

$$\text{mit } n = \pm 1/2, \pm 3/2, \pm 5/2, \dots \quad \text{für gerade } N$$

$$n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad \text{für ungerade } N$$

Setzt man für eine gerade Anzahl Strahler  $N=2(k+1)$  mit  $k = 0, 1, 2, \dots$  so daß

$$n = \frac{N-1}{2} = \frac{2k+1}{2},$$



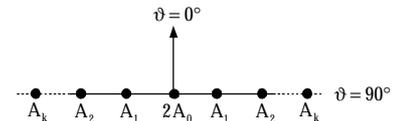
dann wird (4.8) zu

$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{N/2-1} A_k \cos \left[ (2k+1) \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right] \quad \text{mit } k = 0, 1, 2, \dots \quad (4.9)$$

Das Richtdiagramm eines linearen Arrays mit einer geraden Anzahl Elemente und symmetrischer Aperturbelegung berechnet sich nach Gleichung (4.9).

Bei einer ungeraden Anzahl Elemente ist  $N=2k+1$  mit  $k = 0, 1, 2, \dots$

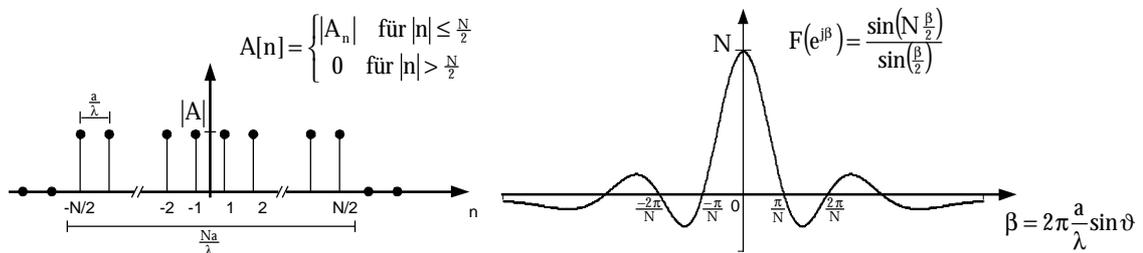
$$n = \frac{N-1}{2} = \frac{2k}{2}$$



und das Richtdiagramm bei symmetrischer Aperturbelegung ergibt sich aus:

$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{(N-1)/2} A_k \cos \left[ 2k \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right] \quad \text{für ungerade } N. \quad (4.10)$$

Das Amplitudenspektrum und das Richtdiagramm einer Reihe aus  $N$  Strahlern, amplituden- und phasengleich gespeist (uniform-inphase distribution) ist in Bild 4.3 dargestellt. Die Betragsbildung des Richtdiagramms  $F(e^{j\beta})$  ist zur Verdeutlichung der Analogie zur Fourier-Analyse weggelassen.



**Bild 4.3:** Fourier-Analyse eines uniform erregten linearen Arrays mit  $N$  Elementen

Mit Hilfe der Fourier-Analyse ist es also möglich, das Richtdiagramm eines Arrays aus der Amplitudenverteilung der Elemente zu determinieren und analytisch zu optimieren. Zur Bestimmung der Richtcharakteristik  $C_A(\varphi, \vartheta)$  eines zweidimensionalen Arrays wird entsprechend die zweidimensionale Fouriertransformation angewendet. Im Abschnitt Optimierung wird mit Hilfe der Fourier-Analyse die Richtcharakteristik für eine nicht uniforme Aperturbelegung bestimmt.

#### 4.4 Phasensteuerung des Arrays

Unter Phasensteuerung versteht man die kontrollierte Beeinflussung der Phasenlage bei der Speisung der Elemente eines Arrays zur Verschiebung des Strahlungsmaximum in bestimmte Winkel.

Die Feldstärke, die von den Elementen eines Arrays in einem beliebigen Punkt P des Raumes erzeugt wird, ergibt sich nach dem Prinzip von HUYGENS als die vektorielle Summe der dort von den Elementen hervorgerufenen Einzelfeldstärken. Die Phasensteuerung muß so erfolgen, daß im Fernfeld der Antenne, in einer Ebene senkrecht zur gewünschten Strahlungsrichtung, die Phasen der von den einzelnen Arrayelementen abgestrahlten Teilwellen gleich sind.

In Arrays mit konstantem Elementabstand  $a$  und von Element zu Element linear steigender bzw. fallender Phase verschiebt sich das Strahlungsmaximum gegenüber einem Array, dessen Elemente mit gleicher Phase erregt werden um den absoluten Winkel  $\pm\vartheta_s$ .

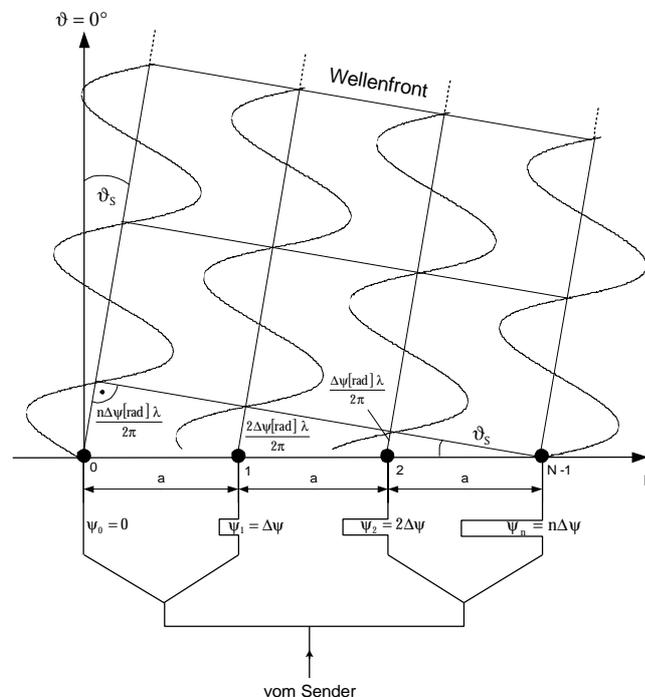


Bild 4.4: Wirkprinzip der Phasensteuerung eines linearen Arrays

Aus Bild 4.4 ergibt sich der absolute Phasenversatz der speisenden Ströme zu:

$$\psi[\text{rad}] = \Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \vartheta_s \quad (4.11)$$

und die Phase des n-ten Elements zu:

$$\psi_n[\text{rad}] = \frac{2\pi}{\lambda} a n \sin \vartheta_s \quad \text{mit } n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.12)$$

oder einfach:

$$\psi_n = n\Delta\psi. \quad (4.13)$$

Zur Definition der Richtung des Strahlungsmaximums im Kugelraum mit dem Zenit  $\vartheta = 0^\circ$  setzen wir in Gleichung (4.6) komplexe Koeffizienten ein.

Mit

$$A_n = |A_n| e^{j\psi_n} = |A_n| e^{j(2\pi/\lambda)na \sin \vartheta_s}, \quad (4.14)$$

Betrag und Phase der speisenden Ströme folgt:

$$\begin{aligned} F(\vartheta) &= \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |A_n| e^{j\psi} e^{j(2\pi/\lambda)na \sin \vartheta} \\ F(\vartheta) &= \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |A_n| e^{j(\psi + (2\pi/\lambda)na \sin \vartheta)} \\ F(\vartheta) &= \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |A_n| e^{j(2\pi/\lambda)na(\sin \vartheta + \sin \vartheta_s)} \\ F(\vartheta) &= \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |A_n| e^{j\beta}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Die Arrayfaktorfunktion  $F(\vartheta)$  wird maximal für  $\beta = 0$ . Der Elevationswinkel  $\vartheta_{\max}$  des Strahlungsmaximums ergibt sich daher aus:

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{2\pi}{\lambda} na(\sin \vartheta_{\max} + \sin \vartheta_s) = 0 \\ (\sin \vartheta_{\max} + \sin \vartheta_s) &= 0 \\ \underline{\underline{\vartheta_{\max} = -\vartheta_s.}}\end{aligned}\quad (4.16)$$

Die Richtcharakteristik eines Phased-Arrays schwenkt in Richtung nacheilend gespeister Elemente (vgl. Bild 4.4).

Mit Einbeziehung der linearen Phasensteuerung wird der Arrayfaktor bei symmetrischer Amplitudenverteilung in Bezug auf Gleichung (4.9) bzw. (4.10):

$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{N/2-1} A_n \cos \left[ (2k+1) \left( \frac{\Psi}{2} + \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right) \right] \quad \text{für gerade } N; \quad (4.17)$$

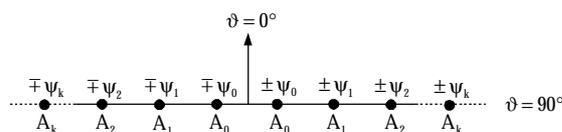
$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{(N-1)/2} A_n \cos \left[ 2k \left( \frac{\Psi}{2} + \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right) \right] \quad \text{für ungerade } N. \quad (4.18)$$

Bei nichtlinearer symmetrischer Phasensteuerung wird die Summenphase in (4.17) und (4.18) unter Anwendung des Additionstheorems

$$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y \quad (4.19)$$

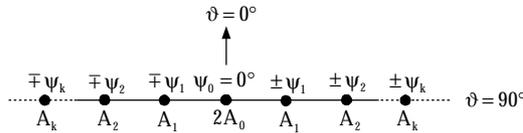
zerlegt. Die Arrayfaktorfunktion ergibt sich für gerade  $N$  zu:

$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{N/2-1} A_k \cos \psi_k \cos \frac{2k+1}{2} \beta - \sin \psi_k \sin \frac{2k+1}{2} \beta \quad \text{mit } \beta = \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \vartheta, \quad (4.20)$$



und für ungerade N:

$$F(\vartheta) = 2 \sum_{k=0}^{(N-1)/2} A_k \cos \psi_k \cos \frac{2k}{2} \beta - \sin \psi_k \sin \frac{2k}{2} \beta \quad \text{mit } \beta = \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \vartheta. \quad (4.21)$$



Mit der Gleichung (4.20) bzw. (4.21) kann die Richtcharakteristik eines nicht uniform gespeisten und nicht linear phasengesteuerten Arrays bestimmt werden.

### 4.5 Nulleinzüge und Nebenzipfel (nulls and sidelobes)

Das Richtdiagramm eines Arrays ist gekennzeichnet durch eine Hauptkeule (mainlobe) und in der Regel mehreren in der Amplitude abgeschwächten Nebenzipfeln (sidelobes), abgeteilt durch Nulleinzüge (nulls).

Die Lage der Maxima und Nullstellen im Richtdiagramm eines Arrays wird, sofern der Elementfaktor  $C_E(\vartheta)$  keine Nullstellen aufweist, durch den Arrayfaktor

$$F(\vartheta) = \frac{\left| \sin \left( N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right) \right|}{\left| N \sin \left( \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right) \right|} = \frac{\left| \sin \left( N \frac{\beta}{2} \right) \right|}{\left| N \sin \left( \frac{\beta}{2} \right) \right|} \quad (4.22)$$

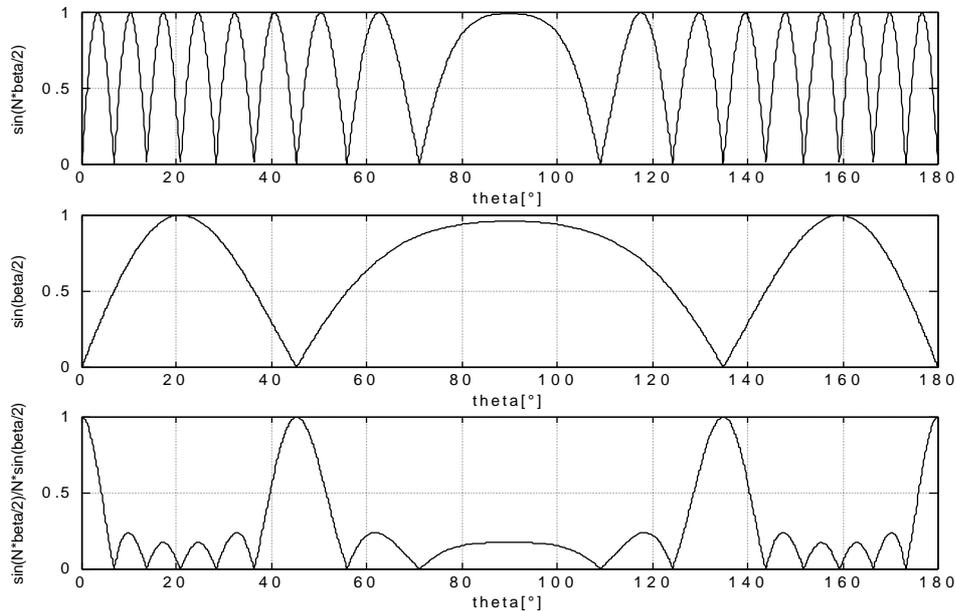
bestimmt. Die Arrayfaktorfunktion ist gerade und periodisch mit  $\pi$  bzw.  $180^\circ$ .

Die Funktion (4.22) wird maximal für die unbestimmten Ausdrücke

$$F(\vartheta) = \frac{0}{0}$$

bei  $\sin \vartheta = 0$  und innerhalb einer Periode unter der Voraussetzung  $a \geq \lambda$  zusätzlich bei  $\sin \vartheta = k\lambda/a$  mit  $k=0, 1, 2, \dots$

Im Bild 4.5 sind die Komponenten der Arrayfaktorfunktion für das Phased-Array Kühlungsborn dargestellt.



**Bild 4.5:** Zähler-, Nennerfunktion und resultierender Arrayfaktor für das Phased-Array Kühlungsborn ( $b = 2\pi a \sin \theta / \lambda$ )

Die Nullstellen des Arrayfaktors sind die Nullstellen der Zählerfunktion von (4.22) bei:

$$\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta = \pm \frac{k\pi}{N} \quad \text{mit } k = 1, 2, 3, \dots (\text{Ordnung}). \quad (4.23)$$

Damit gilt für die Elevationswinkel  $\vartheta_{\text{kNS}}$  der Nullstellen:

$$\vartheta_{\text{kNS}} = \arcsin \frac{\pm k\lambda}{Na}. \quad (4.24)$$

Mit Einbeziehung der linearen Phasensteuerung lautet Gleichung (4.24):

$$\vartheta_{\text{kNS}} = \arcsin \left[ \left( \frac{\pm 2k\pi}{N} - \psi [\text{rad}] \right) \frac{\lambda}{\pi a} \right]. \quad (4.25)$$

Die Nulleinzüge der Gesamtcharakteristik ergeben sich aus den Nulleinzügen der Elementarstrahlercharakteristik und den Nullstellen der Arrayfaktorfunktion. Die Nulleinzüge des Phased-Arrays Kühlungsborn sind der Tabelle 4.1 zu entnehmen.

**Tabelle 4.1: Nulleinzüge [0 ° J £ 90°] des Phased-Arrays Kühlungsborn ohne Phasensteuerung**

Nulleinzüge k	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\vartheta_{kNS} [^\circ]$	6,77	13,6	20,7	28,1	36,1	45,0	55,6	70,5	90,0

In die Bestimmung der Lage der Nebenzipfel der Arrayfaktorfunktion (4.22) gehen Zähler- und Nennerfunktion ein. Da die Zählerfunktion durch den Faktor N im Argument stärker variiert als die Nennerfunktion - vergleiche Bild 4.5 - entsprechen die Positionen der Nebenmaxima des Arrayfaktors annähernd der Lage der Maxima der Zählerfunktion.

Die Zählerfunktion in (4.22) wird außerhalb des durch die Hauptkeule abgedeckten Winkelbereich maximal wenn:

$$\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta = \pm \frac{(2k+1)\pi}{2N} \quad \text{mit } k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.26)$$

Damit liegen die Nebenzipfel der Arrayfaktorfunktion annähernd bei:

$$\vartheta_{kNK\text{approx}} \approx \arcsin \frac{\pm (2k+1)\lambda}{2Na}. \quad (4.27)$$

Für das linear phasengesteuerte Array ergeben sich die Elevationswinkel der Nebenmaxima approximativ zu:

$$\vartheta_{kNK\text{approx}} \approx \arcsin \left[ \left( \frac{\pm (2k+1)\pi}{N} - \psi[\text{rad}] \right) \frac{\lambda}{2\pi a} \right]. \quad (4.28)$$

Die genaue Lage  $\vartheta_{kNK}$  der Nebenzipfel ist gleich den Nullstellen der 1. Ableitung der Arrayfaktorfunktion.

Zur Bildung der 1. Ableitung wird (4.22) vereinfacht zu:

$$F(x) = \frac{\sin Nx}{\sin x} \quad \text{mit } x = \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \quad (4.29)$$

$$F'(x) = \frac{\sin x N \cos Nx - \sin Nx \cos x}{\sin^2 x} = 0$$

$$\sin x N \cos Nx = \sin Nx \cos x$$

$$\tan x = \frac{1}{N} \tan Nx$$

$$\tan x - \frac{1}{N} \tan Nx = 0 \quad (4.30)$$

Gleichung (4.30) wird mit dem Newtonschen Näherungsverfahren gelöst. Die Lösungen für das Phased-Array Kühlungsborn sind Tabelle 4.2 zu entnehmen.

**Tabelle 4.2: Nebenmaxima [0 ≤ J ≤ 90°] des Phased-Arrays Kühlungsborn ohne Phasensteuerung**

Nebenzipfel k	1	2	3	4	5	6	7
$\vartheta_{kNK\text{approx}} [^\circ]$	10,2	17,1	24,4	32,0	40,4	50,0	62,1
$\vartheta_{kNK} [^\circ]$	9,7	16,9	24,2	31,9	40,4	50,0	62,3

Aus den bisherigen Aussagen und Formeln geht hervor, daß der Abstand der Elemente in Bezug auf die Wellenlänge die Richtcharakteristik eines Arrays entscheidend beeinflusst.

Der optimale relative Abstand für ein Array, das als Querstrahler fungiert, beträgt  $d_\lambda = 0,5$  (vgl. [Rub97]). Bei diesem Abstand weist die Richtcharakteristik eines Arrays aus isotropen Strahlern im freien Raum ( $-180^\circ \leq \vartheta \leq 180^\circ$ ) – entspricht zwei Perioden der Arrayfaktorfunktion – Nulleinzüge in Längsrichtung ( $\vartheta = \pm 90^\circ$ ) und jeweils eine Hauptkeule in Querrichtung ( $\vartheta = 0^\circ/180^\circ$ ) auf.

Für Arrays, die als Querstrahler über einer leitenden Ebene montiert sind, werden die in Richtung der Ebene ausgestrahlten Wellen reflektiert und überlagern sich den entgegengesetzt, in Hauptrichtung abgestrahlten Wellen. Bei richtigem Abstand zwischen Array und Ebene erhöht sich die Richtwirkung der Antenne.

Hauptkeulen erscheinen periodisch für die unbestimmten Ausdrücke

$$F(\vartheta) = \frac{\left| \sin\left(N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta\right) \right|}{\left| N \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta\right) \right|} = \frac{0}{0}, \quad (4.31)$$

wenn das Argument im Nenner und im Zähler

$$\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta = \pm k\pi \quad \text{mit } k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.32)$$

wird.

Mit dem Wertebereich  $(-1 \leq \sin \vartheta \leq 1)$  der Sinusfunktion in (4.32) erscheint innerhalb einer Periode der Arrayfaktorfunktion  $(-90^\circ \leq \vartheta \leq 90^\circ)$  die zweite Hauptkeule (grating lobe) bei  $\vartheta_G = \pm 90^\circ$  bei einem relativen Abstand  $d_\lambda = 1$ . Weitere Hauptkeulen entstehen jeweils bei ganzzahligen relativen Abständen  $d_\lambda = k$ .

Die Anzahl und Position der Hauptkeulen innerhalb des von der Antenne abdeckenden Winkelbereichs ist also direkt abhängig vom Verhältnis  $d_\lambda = a/\lambda$  in einem Array.

Mit (4.32) ergibt sich die Position der Hauptkeulen für  $d_\lambda \geq 1$  aus:

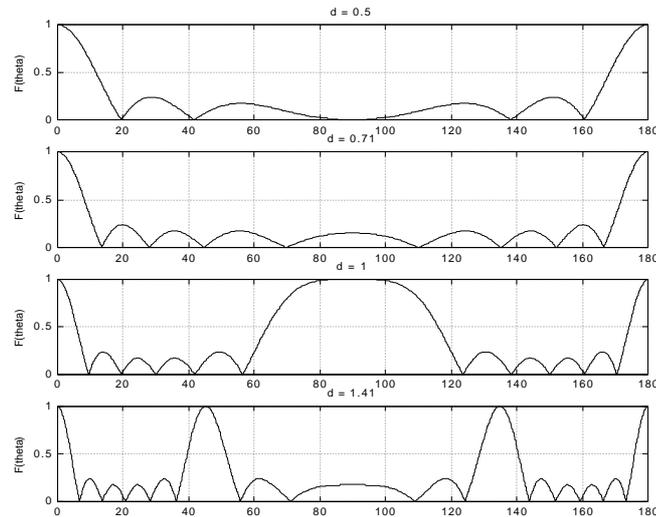
$$\vartheta_{kG} = \arcsin \frac{\pm k\lambda}{a}. \quad (4.33)$$

Bei linearer Phasensteuerung verschiebt sich die Position der Hauptkeulen in die Winkel:

$$\vartheta_{kG} = \arcsin \left[ \left( k\pi \pm \frac{\psi[\text{rad}]}{2} \right) \frac{\lambda}{\pi a} \right]. \quad (4.34)$$

Im Bild 4.6 ist die Arrayfaktorfunktion mit  $N = 6$  für verschiedene relative Abstände im Bereich  $0 \leq \vartheta \leq 180^\circ$  dargestellt. Mit zunehmendem Abstand  $0,5 < d_\lambda < 1$  entsteht eine zweite Hauptkeule in Richtung  $\vartheta = 90^\circ$ , deren Pegel bei  $d_\lambda = 1$  adäquat dem der Hauptkeule ist. Mit zunehmendem Abstand  $d_\lambda > 1$  verringert sich der Winkelabstand zwischen der Hauptkeule und der „grating lobe“.

Das unterste Diagramm im Bild 4.6 zeigt den Arrayfaktor für das Phased-Array Kühlungsborn mit einem relativen Elementabstand  $d_\lambda = \sqrt{2}$  und der daraus resultierenden „grating lobe“ bei  $\vartheta = +45^\circ$  im Bereich  $0 \leq \vartheta \leq 90^\circ$ . Diese zweite Hauptkeule wird im ungeschwenkten Betrieb durch den Nulleinzug der Einzelcharakteristik kompensiert (vgl. Bild 4.7).



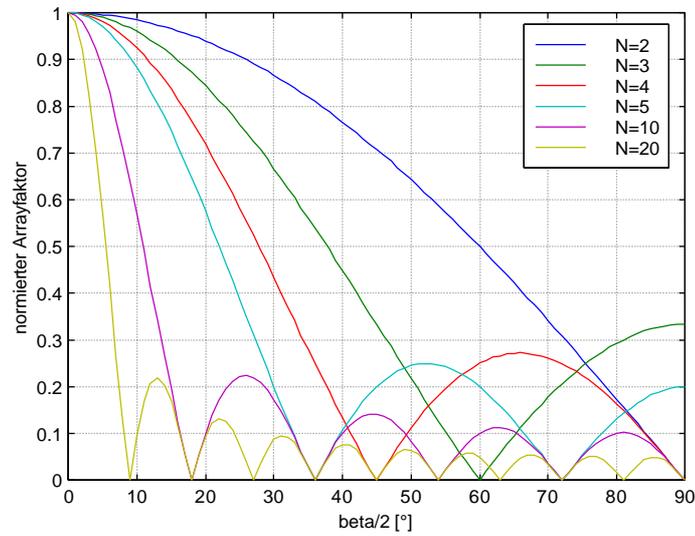
**Bild 4.6:** Entstehung von „grating lobes“, Arrayfaktorfunktion für verschiedene relative Abstände  $d_l$

## 4.6 Nebenzipfelabstand (side lobe level)

Das Verhältnis aus den Amplituden der Hauptkeule und der stärksten Nebenkeule, ist der Nebenzipfelabstand oder Nebenzipfeldämpfung und wird im allgemeinen in logarithmischem Maßstab angegeben. Die Nebenzipfeldämpfung gibt an, um wieviel die Abstrahlung bzw. der Empfang für Winkel außerhalb der Hauptkeule einer Antenne abgeschwächt wird.

Zur Bestimmung der Nebenzipfeldämpfung betrachten wir die Amplituden der Nebenmaxima der normierten Arrayfaktorfunktion bei Variation von  $N$ :

$$F = \frac{\left| \sin\left(N \frac{\beta}{2}\right) \right|}{N \sin\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad \text{mit} \quad \frac{\beta}{2} = \frac{2\pi a}{\lambda} \sin \vartheta. \quad (4.35)$$



**Bild 4.7: Arrayfaktorfunktion für verschiedene N**

Aus dem Diagramm im Bild 4.7 sind drei grundlegende Eigenschaften der Funktion (4.35) zu entnehmen:

1. die Anzahl der Nebenmaxima steigt linear mit N,
2. die Amplituden der Nebenmaxima für ein konstantes  $N > 5$  nehmen in der Reihenfolge ihrer Ordnung innerhalb  $0 \leq \beta/2 \leq \pi$  ab,
3. die Amplituden der Nebenmaxima einer bestimmten Ordnung konvergieren mit zunehmendem N.

Die Funktion (4.35) wird nach (4.26) maximal wenn

$$\frac{\beta}{2} = \frac{(2k+1)\pi}{2N}. \quad (4.36)$$

Eingesetzt in (4.35) folgt für die Pegel der Nebenzipfel:

$$A_{\text{kNK}} = F\left(\frac{(2k+1)\pi}{2N}\right) = \frac{\left| \sin\left(N \frac{(2k+1)\pi}{2N}\right) \right|}{\left| N \sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2N}\right) \right|} = \left| \frac{1}{N \sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2N}\right)} \right|. \quad (4.37)$$

Eine Grenzwertbetrachtung liefert den maximal möglichen Nebenzipfelabstand des  $k$ -ten Nebenmaximums zur Hauptkeule für  $N \rightarrow \infty$ :

$$A_{kNK \max} = \lim_{N \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{N \sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2N}\right)} \right| = \left| \frac{1}{(2k+1)\pi} \right| = \left| \frac{2}{(2k+1)\pi} \right|. \quad (4.38)$$

Der maximale erreichbare Nebenzipfelabstand eines uniform erregten Arrays aus isotropen Strahlern beträgt:

$$A_{1NK \max} = \frac{2}{3\pi} = 0,2122 \equiv -13,5\text{dB}. \quad (4.39)$$

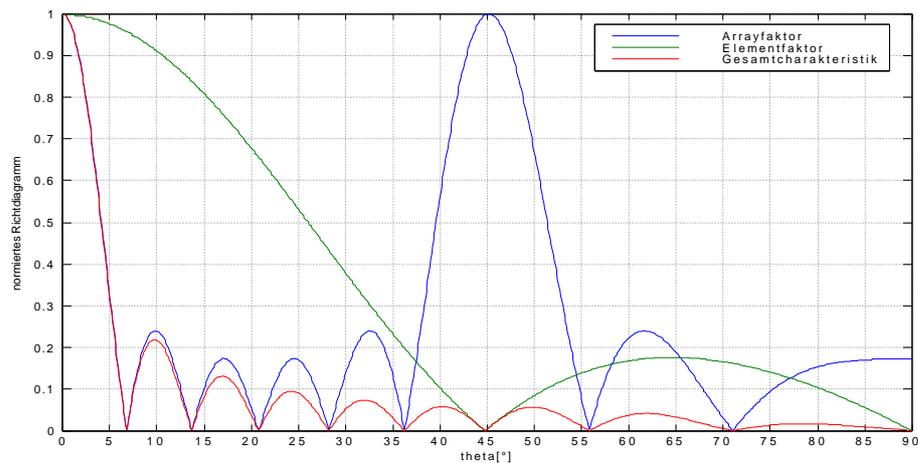
Für ein Array aus anisotropen Elementarstrahlern ergeben sich die Amplituden der Gesamtcharakteristik  $C_A(\vartheta)$  aus dem Produkt der Amplituden der Arrayfaktorfunktion  $F(\vartheta)$  und der Einzelcharakteristik  $C_E(\vartheta)$  (vgl. Bild 4.7). Eine schmale Elementarcharakteristik erhöht die Nebenzipfeldämpfung.

In Tabelle 4.3 sind die Pegel der Nebenzipfel der Arrayfaktorfunktion für das Phased-Array Kühlungsborn im Vergleich zu den maximal möglichen Amplituden dargelegt. Für kleine  $k \leq 5$  konvergieren die Amplituden rasch, für  $k > 5$  ist ein Vergleich aufgrund der Periodizität der Arrayfaktorfunktion irrelevant.

**Tabelle 4.3: Pegel der Nebenmaxima des Arrayfaktors für das Phased-Array Kühlungsborn ohne Phasensteuerung**

Nebenmaxima $k$	1	2	3	4	5	6	7
$A_{kNK}$ [dB]	-13,2	-17,3	-19,6	-20,9	-21,5	-21,5	-20,9
$A_{kNK \max}$ [dB]	-13,5	-17,9	-20,8	-23,0	-24,8	-26,2	-27,4

Das Bild 4.7 zeigt das Richtdiagramm des Phased-Arrays Kühlungsborn als Produkt aus der Arrayfaktorfunktion mit  $N=6$ ;  $d_\lambda=\sqrt{2}$  und der Elementarcharakteristik eines Feed-Subarrays.



**Bild 4.7:** Richtdiagramm des Phased-Array Kühlungsborn als Produkt aus Arrayfaktor und Elementfaktor

## 4.7 Schwenkwinkel (scan angle)

Zur Durchführung des DBS-Experiments ist es erforderlich die Richtcharakteristik des Phased-Arrays Kühlungsborn in bestimmte Winkel zu schwenken. Das Array ist so ausgerichtet, daß sich bei zeilen- bzw. spaltenweiser Einspeisung mit Strömen linear steigender Phase eine identische Richtcharakteristik in die vier Himmelsrichtungen Nord, Süd, West, und Ost ergibt.

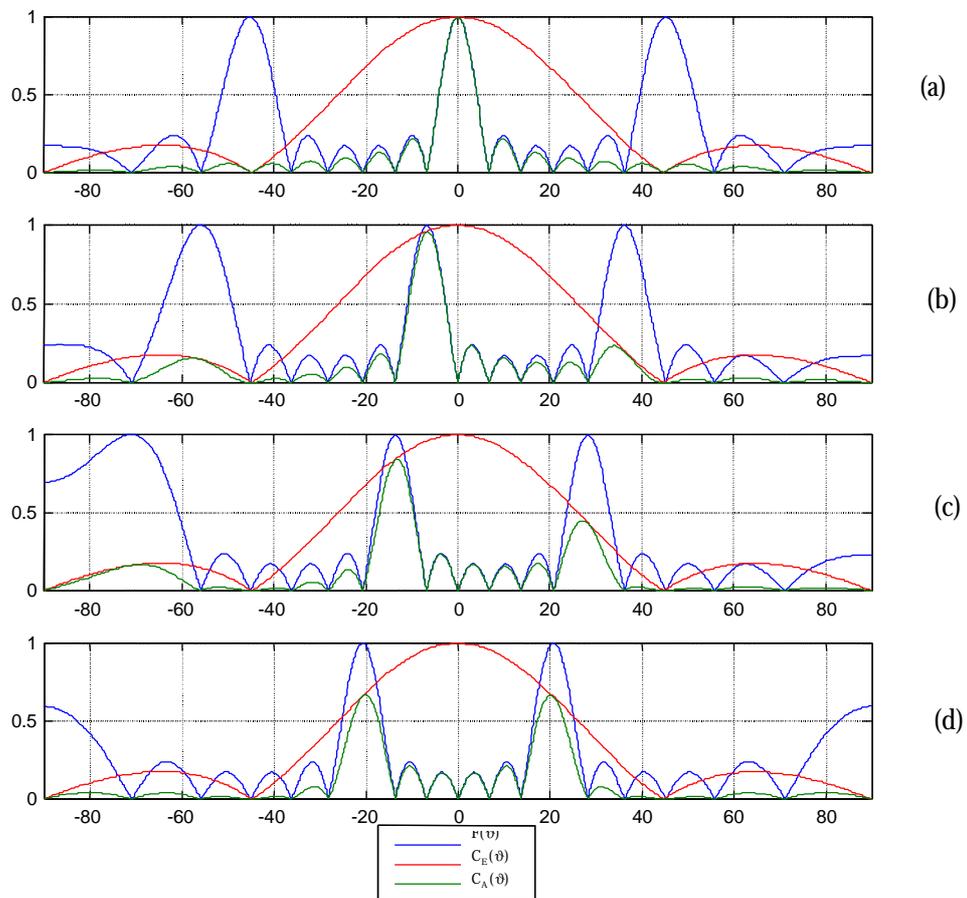
In der Radartechnik lassen sich zwei Ziele eindeutig voneinander winkelmäßig unterscheiden, wenn deren Winkelabstand mindestens in der Größenordnung der Halbwertsbreite der Antenne liegt. Bei Rundradargeräten und kontinuierlich schwenkenden Phased-Arrays zur Zielerfassung und Zielverfolgung bestimmt die Halbwertsbreite folglich die Winkelauflösung.

Beim DBS-Experiment werden in der Atmosphärenradartechnik bestimmte Volumen „ausgeleuchtet“, deren Inhalte sich genau dann nicht überschneiden, wenn die Hauptkeule um den Winkel der Halbwertsbreite geschwenkt wird.

In der Praxis schwenkt man die Hauptkeule in die Nulleinzüge des Richtdiagramms, d.h. das Richtdiagramm des Arrayfaktors verschiebt sich jeweils um eine Nullstelle in die gewünschte Richtung. Da das Elementdiagramm in seiner Form konstant bleibt, nimmt in der Gesamtcharakteristik mit zunehmender Auslenkung die Amplitude der Hauptkeule entsprechend ab (Schwenkverlust). Der Auslenkwinkel  $\vartheta_{SA}$  der resultierenden Amplitude verschiebt sich in Abhängigkeit von der Elementarcharakteristik gegenüber dem Schwenkwinkel der Arrayfaktorfunktion  $\vartheta_S$ . Der Vorteil einer schmalen Elementarcharakteristik hinsichtlich der Nebenzipfeldämpfung wirkt sich im Schwenkbetrieb aufgrund der höheren Schwenkverluste nachteilig auf die Gesamtcharakteristik des Arrays aus.

Beim Phased-Array Kühlungsborn verschieben sich zum Nachteil der Gesamtcharakteristik die „grating lobes“ des Arrayfaktors gegenüber der kompensierenden Nullstelle der Einzelcharakteristik und werden zu störenden Nebenkeulen. Über diese Nebenkeulen können Echos eingefangen werden, die sich dem Signal aus der eigentlich gewünschten Richtung überlagern und dieses verfälschen.

Bild 4.9 zeigt die einzelnen Faktoren und die resultierende Gesamtcharakteristik des Phased-Array Kühlungsborn ohne und mit Schwenkung in die ersten drei Nullstellen.



**Bild 4.9:** Faktoren und Gesamtcharakteristik des Phased-Arrays Kühlungsborn für verschiedene Schwenkwinkel (a) ohne Schwenkung;

(b) Schwenkung in die 1. Nullstelle:  $J_{S1} = J_{1NK} = -6,77^\circ$ ;  $\gamma_{S1} = 60^\circ$ ;  $J_{SA1} = -6,6^\circ$

(c) Schwenkung in die 2. Nullstelle:  $J_{S2} = J_{2NK} = -13,6^\circ$ ;  $\gamma_{S2} = 120^\circ$ ;  $J_{SA2} = -13,3^\circ$

(d) Schwenkung in die 3. Nullstelle:  $J_{S3} = J_{3NK} = -20,7^\circ$ ;  $\gamma_{S3} = 180^\circ$ ;  $J_{SA3} = -20^\circ$

## 4.8 Halbwertsbreite (half-power-beamwidth; HPBW)

Die Halbwertsbreite beschreibt den Bereich der Hauptkeule, innerhalb dessen die Strahlungsdichte nicht unter die Hälfte ihres Maximalwertes absinkt, die Feldstärke entsprechend nicht unter das  $1/\sqrt{2}$ -fache des Maximalwertes oder logarithmisch nicht unter  $-3\text{dB}$ . Die Halbwertsbreite wird daher auch als 3-dB-Öffnungswinkel bezeichnet, ähnlich der 3dB-Bandbreite von Filtern.

Die normierte Richtcharakteristik eines Arrays wird bei der Halbwertsbreite  $\vartheta_{3\text{dB}}$ :

$$C_A(\vartheta_{3\text{dB}}) = C_E(\vartheta_{3\text{dB}}) \frac{\left| \sin\left(N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta_{3\text{dB}}\right) \right|}{\left| N \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta_{3\text{dB}}\right) \right|} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (4.40)$$

Für kleine Winkel  $\vartheta$  und  $N \cdot a \gg \lambda$ , d.h. für Arrays mit vielen Einzelementen ist (4.40) nahezu identisch mit der Charakteristik einer sogenannten Linienquelle (line source) bestehend aus infinitesimalen Dipolen [Mai94]:

$$C_A(\vartheta) \approx C_L(\vartheta) = \frac{\left| \sin\left(N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta\right) \right|}{\left| N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta \right|} = \left| \frac{\sin x}{x} \right| = |\text{Spaltfunktion}|. \quad (4.41)$$

Der Einfluß des Elementfaktors ist für kleine Winkel  $\vartheta$  vernachlässigbar (vgl. Bild 4.7). Rechteckfunktion und Spaltfunktion sind reziproke Fouriertransformierte. Wendet man in Analogie zur Fouriertransformation von Zeitsignalen die Näherungsformel zur Bestimmung der Halbwertsfrequenzbreite  $f_{3\text{dB}}$  eines Rechteckimpulses der Länge  $T$

$$f_{3\text{dB}} \approx \frac{0,886}{T} \quad (4.42)$$

in der Antennentechnik an, so wird die Halbwertsbreite der Hauptkeule approximativ:

$$\vartheta_{3\text{dBx,y}} [\text{rad}] \approx \frac{0,886\lambda}{L_{x,y}} \quad \text{mit } L_{x,y} = N \cdot a_{x,y} \quad (4.43)$$

$L_{x,y}$  ist die effektive Länge des Arrays in x- bzw. y-Richtung.

Nach [Sko90] S.7.13ff berechnet sich die Halbwertsbreite der geschwenkten Hauptkeule für Schwenkwinkel  $\vartheta_S < 60^\circ$  approximativ:

$$\vartheta_{S3dBx,y}[\text{rad}] \approx \frac{0.886\lambda}{L_{x,y} \cos\vartheta_{Sx,y}} \quad (4.44)$$

Die Halbwertsbreiten werden bei orthogonalen ebenen Arrays in x- und y-Richtung angegeben, weil das Horizontaldiagramm  $C(\varphi, \vartheta_{3dB})$  der Hauptkeule entsprechend dem Grundriß des Arrays verläuft. Bei quadratischen Arrays verläuft das Horizontaldiagramm  $C(\varphi, \vartheta_{3dB})$  nahezu kreisförmig und die richtungsweisenden Indizes können entfallen.

Mit den Parametern des Phased-Arrays Kühlungsborn ergeben sich mit (4.43) und (4.44) die in der Tabelle 4.4 dargestellten Halbwertsbreiten.

**Tabelle 4.4: Halbwertsbreiten des Phased-Arrays Kühlungsborn**

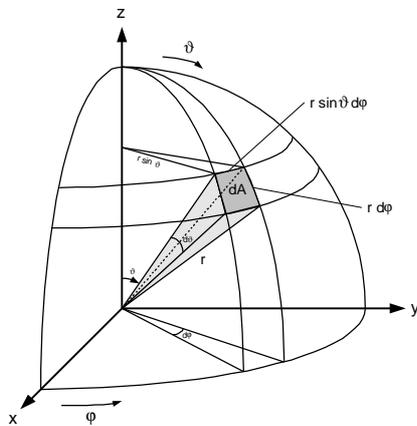
Schwenkwinkel $\vartheta_{SA} [^\circ]$	Halbwertsbreite $\vartheta_{3dB} [^\circ]$	grafisch ermittelte Halbwertsbreite $\vartheta_{3dB} [^\circ]$
0	6,00	6,00
6,6	6,03	6,03
13,3	6,15	6,14
20	6,39	6,29

Die grafische Ermittlung aus den berechneten Richtdiagrammen mit dem NEC-Win Pro-Datensatz für das Feed-Subarray bestätigt die Approximation (4.43) bzw. (4.44).

## 4.9 Raumwinkel und Hauptstrahlwirkungsgrad (beam solid angle and beam efficiency)

Für Aussagen über die Effizienz einer Antenne in Bezug auf den Anteil, der in Hauptstrahlungsrichtung abgestrahlten Leistung oder zur Bestimmung der Richtwirkung einer Antenne gegenüber dem isotropen Kugelstrahler ist es notwendig deren Raumwinkel zu ermitteln.

Ein Raumwinkel  $\Omega$  ist gegeben durch das Verhältnis des über ihm aufgespannten Kugelflächenteils  $A$  zum Quadrat des Radius  $r$  der Kugel. Die Einheit ist Steradian ( $\text{sr} = \text{rad}^2$ ).



$$dA = (r \sin \vartheta d\varphi)(r d\vartheta) = r^2 \sin \vartheta d\vartheta d\varphi = r^2 d\Omega$$

mit:  $dA$  = differentielles Flächenteil  
 $d\Omega$  = differentieller Raumwinkel

**Bild 4.10: Beziehung zwischen Kugelkoordinaten und Flächenelement  $dA$**

Die Oberfläche einer Kugel errechnet sich:

$$A_K = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi r^2 \sin \vartheta d\vartheta d\varphi = 2\pi r^2 \int_0^\pi \sin \vartheta d\vartheta = 2\pi r^2 [-\cos \vartheta]_0^\pi = 4\pi r^2. \quad (4.45)$$

Damit folgt für den Raumwinkel der Kugel:

$$\Omega_K = \frac{A_K}{r^2} = 4\pi. \quad (4.46)$$

Der Raumwinkel kann auch als relative Oberfläche eines Objektes im Kugelraum verstanden werden.

Der Raumwinkel einer Antennenrichtcharakteristik  $\Omega_A$  oder anders formuliert die relative Oberfläche der Antennenstrahlung (beam area) wird aus dem Integral des normierten Leistungsdiagramm  $P_n$  im Kugelraum berechnet:

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\varphi, \vartheta) d\Omega \quad \text{mit } d\Omega = \sin\vartheta d\vartheta d\varphi. \quad (4.47)$$

Bei Strahlungsreflexion, -beugung und -absorption verursacht durch einen Reflektor mit spezifischen elektromagnetischen Eigenschaften (z.B. Erdboden), dessen Dimension viel größer ist als die der Antennenstruktur, halbiert sich der durch die Antenne abgedeckte Winkelbereich und das resultierende Leistungsdiagramm wird über die Halbkugel integriert:

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} P_n(\varphi, \vartheta) d\Omega. \quad (4.48)$$

Bei Radaranlagen mit hochbündelnden Richtantennen ist es sinnvoll den Wirkungsgrad der Hauptkeule anzugeben und in der Signalverarbeitung zu berücksichtigen. Der Hauptstrahlwirkungsgrad ist das Verhältnis aus dem Raumwinkel der Hauptkeule zum Raumwinkel der Gesamtcharakteristik einer Antenne:

$$\eta_H = \frac{\Omega_H}{\Omega_A} = \frac{\iint_{\text{Hauptkeule}} P_n(\varphi, \vartheta) d\Omega}{\iint_{4\pi} P_n(\varphi, \vartheta) d\Omega}. \quad (4.49)$$

Voraussetzung zur Bestimmung des Wirkungsgrades ist das Vorhandensein von Nulleinzügen (nulls) in der Richtcharakteristik zur eindeutigen Trennung von Haupt- und Nebenkeulen.

Für die im Anhang A-1 angegebenen Hauptstrahlwirkungsgrade wurden die Integrale mit der in MATLAB eingebauten Sehnen-Trapez-Formel (trapz) zur näherungsweise Berechnung von bestimmten Integralen gelöst.

## 4.10 Richtfaktor und Gewinn (Directivity and Gain)

Der Richtfaktor  $D$  ist definiert als das Verhältnis aus maximaler Strahlungsdichte  $S_{\max}$  in Richtung des Maximums der Hauptkeule und der mittleren Strahlungsdichte  $S_K$  unter der Voraussetzung identischer Strahlungsleistung  $P_S$  und gleichem Abstand im Fernfeld der Antenne.

Die mittlere Strahlungsdichte  $S_K$  ist die Strahlungsdichte, die entstehen würde, wenn die gesamte Strahlungsleistung  $P_S$  nicht gerichtet, sondern gleichmäßig in den Kugelraumwinkel  $4\pi$  abgestrahlt würde. Die damit entstehende Richtcharakteristik entspricht der eines isotropen Kugelstrahlers, der mit der Leistung  $P_S$  betrieben würde.

Die mittlere Strahlungsdichte berechnet sich:

$$S_K(\varphi, \vartheta) = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} S(\varphi, \vartheta) d\Omega. \quad (4.50)$$

Damit folgt für den Richtfaktor:

$$D = \frac{S(\varphi, \vartheta)_{\max}}{S_K(\varphi, \vartheta)} = \frac{S(\varphi, \vartheta)_{\max}}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} S(\varphi, \vartheta) d\Omega}$$

$$D = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{S(\varphi, \vartheta)}{S(\varphi, \vartheta)_{\max}} d\Omega} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} P_n(\varphi, \vartheta) d\Omega}. \quad (4.51)$$

Mit (4.47) bzw. (4.48) kann man den Richtfaktor

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (4.52)$$

schreiben und damit definieren als das Verhältnis aus dem Raumwinkel der Kugel und dem Raumwinkel der Antennencharakteristik.

Der Gewinn  $G$  einer Antenne bezogen auf den isotropen Kugelstrahler ist mit dem Richtfaktor durch die Beziehung

$$G = \eta D \quad (4.53)$$

verbunden. Dabei ist  $\eta$  der Antennenwirkungsgrad, d.h. das Verhältnis der abgestrahlten Leistung  $P_s$  zur gesamten zugeführten Leistung  $P_s + P_v$ . Die Verlustleistung  $P_v$  setzt sich dabei überwiegend aus der in der Antenne in Wärme umgesetzte Leistung und aus Erdverlusten zusammen. Der Gewinn in logarithmischem Maß ist:

$$g = 10 \log G. \quad (4.54)$$

Bei Bezug auf den isotropen Kugelstrahler wird der Gewinn in dBi angegeben. Der Gewinn  $G_A$  einer Antennenstruktur bestehend aus  $N$  Einzelstrahlern mit dem Gewinn  $G_E$  ergibt sich aus

$$G_A = N G_E; \quad (4.55)$$

oder in logarithmischem Maß

$$g_A = 10 \log N + g_E. \quad (4.56)$$

Der mit NEC Win Pro ermittelte Gewinn für eine 4-Element-Yagi des Phased-Array Kühlungsborn beträgt:

$$G_E = 7,24 \text{ dBi.}$$

Damit folgt für den Gewinn des Arrays aufgebaut aus 144 Einzelstrahlern:

$$G_A = 10 \log 144 + 7,24 \text{ dBi} = 28,8 \text{ dBi.}$$

Die Berechnung des Gewinns einer 4-Element-Yagi erfolgte mit folgenden Parametern:

1. Höhe des gespeisten Elements über dem Boden:  $h = 2,0 \text{ m}$
2. Untergrundkonstanten für sandigen Boden:

$$\text{Leitfähigkeit} \quad \kappa = 0,002 \text{ S/m}$$

$$\text{Dielektrizitätskonstante} \quad \varepsilon = 10$$

Berechnungen mit veränderten Parametern folgen im Abschnitt 5 Optimierung.

#### 4.11 Geometrische und effektive Fläche einer Antenne (physical and effective aperture)

Die Gültigkeit des Reziprozitätsgesetzes erlaubt es, die Antenne zur Erläuterung der geometrischen und effektiven Antennenfläche im Empfangsbetrieb zu betrachten.

Die geometrische Fläche  $A_{\text{geom}}$  ist ein Maß für die physikalische Größe einer Antenne. Eine allgemeine Definition gibt es nicht, man könnte sie allerdings nach [Kra88] als physikalischen Querschnitt, der auf maximalen Empfang ausgerichteten Antenne, senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der einfallenden Welle beschreiben.

Die Angabe der geometrische Fläche differiert stark zwischen den verschiedenen Antennenstrukturen, z.B. ist sie beim Hornstrahler gleich der Fläche der Hornöffnung und bei planaren Antennenarrays gleich der Fläche, die von der maximalen Ausdehnung der Einzelstrahler in x- und y- Richtung eingeschlossen ist.

Nach [Sko90] erstreckt sich die geometrische Antennenfläche um  $a/2$  über die Mittelpunkte der beiden äußeren Elemente des Arrays in x- bzw. y-Richtung hinaus und wird als effektive geometrische Fläche bezeichnet. Für das Phased Array Kühlungsborn gilt:

$$a_x = a_y = \lambda / \sqrt{2} = 3,96 \text{ m}$$

$$L_x = N \cdot a_x = 47,54 \text{ m}$$

$$L_y = M \cdot a_y = 47,54 \text{ m}$$

$$A_{\text{geom}} = L_x \cdot L_y = (47,54 \text{ m})^2 \approx \underline{\underline{2260 \text{ m}^2}}$$

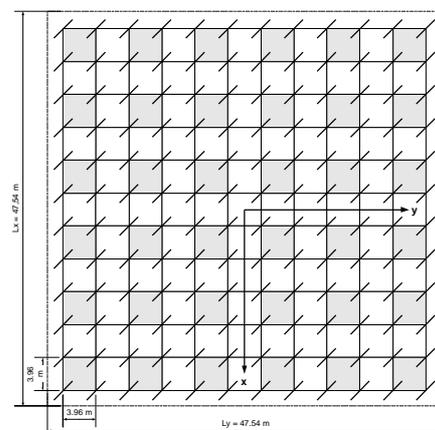


Bild 4.11: Abmessungen der Phased-Array-Antenne Kühlungsborn

Im Gegensatz zur geometrischen Antennenfläche  $A_{\text{geom}}$  ist die wirksame Antennenfläche  $A_{\text{eff}}$  eindeutig definiert:

$$A_{\text{eff}} = \frac{P}{S} \quad (4.57)$$

mit

$$S = \frac{E_{\text{eff}}^2}{Z_0} \quad (4.58)$$

und

$P$  = Leistung am Empfängereingang bei Leistungsanpassung und verlustlos angenommener Antenne

$S$  = Strahlungsdichte der einfallenden Wellen (Betrag des Poyntingschen Vektors)

$E_{\text{eff}}$  = Effektivwert der Feldstärke der einfallenden Wellen

$Z_0$  = Feldwellenwiderstand des freien Raumes  $Z_0 = 120\pi\Omega$ .

## 4.12 Wirksame Antennenfläche und Richtfaktor

Im folgenden wird die in der Antennentechnik wichtige Beziehung zwischen wirksamer Antennenfläche  $A_{\text{eff}}$  und Richtfaktor  $D$  nach kurz hergeleitet.

Die Strahlungsleistung  $P_S$  einer Antenne ergibt sich bei homogen über die Antennenfläche  $A$  verteilter Feldstärke  $E_A$  aus

$$P_S = \frac{E_A^2}{Z_0} A \quad (4.59)$$

Die Strahlungsleistung im Abstand  $r$  von einer Antenne kann ausgedrückt werden als:

$$P_S = \frac{E_r^2}{Z_0} r^2 \Omega_A \quad (4.60)$$

mit  $\Omega_A$  = Raumwinkel der Antenne.

Zwischen  $E_A$  und  $E_r$  gilt nach [Kra88] S.46f. folgende Beziehung:

$$E_r = \frac{E_A A}{r \lambda}. \quad (4.61)$$

(4.61) eingesetzt in (4.60) und (4.60) gleichgesetzt (4.59) ergibt:

$$\lambda^2 = A \Omega_A. \quad (4.62)$$

In (4.62) ist  $A$  die geometrische Fläche  $A_{\text{geom}}$  für den Fall, daß die Feldstärke  $E_A$  über  $A$  homogen verteilt ist, folglich die im Empfangsfall wirksame Antennenfläche  $A_{\text{eff}}$  (ohne Verluste). Damit wird (4.62) zu:

$$\lambda^2 = A_{\text{eff}} \Omega_A. \quad (4.63)$$

Aus (4.63) erkennt man, daß  $A_{\text{eff}}$  vollständig durch den Antennenraumwinkel  $\Omega_A$  bestimmt wird. Mit der Beziehung

$$\Omega_A = \frac{4\pi}{D} \quad (4.64)$$

läßt sich die theoretisch maximale effektive Antennenfläche berechnen:

$$A_{\text{eff max}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D. \quad (4.65)$$

Für eine Antenne mit dem Gewinn  $G = \eta D$  wird die wirksame Antennenfläche

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G. \quad (4.66)$$

Für die Phased-Array-Antenne Kühlungsborn mit einem Gewinn  $G \approx 760$  (28,8dBi) und der Wellenlänge  $\lambda = 5,6036\text{m}$  wird  $A_{\text{eff}}$  zu

$$A_{\text{eff}} = \frac{(5,6036\text{m})^2}{4\pi} 760 \cong \underline{\underline{1900\text{m}^2}}.$$

Die effektive Fläche von Gruppenantennen setzt sich additiv aus den wirksamen Flächen der Einzelstrahler zusammen.

Das Verhältnis von wirksamer Antennenfläche  $A_{\text{eff}}$  zu geometrischer Antennenfläche  $A_{\text{geom}}$  wird Flächenwirkungsgrad  $\eta_A$  (aperture efficiency) genannt und ist für das Phased-Array Kühlungsborn:

$$\eta_A = \frac{A_{\text{eff}}}{A_{\text{geom}}} \approx 0,84.$$

Der Flächenwirkungsgrad ist ein Maß für die Flächenausnutzung der Antenne, er gibt das Verhältnis von der mit der Antenne erreichten Bündelung (Gewinn) zu der maximal erreichbaren Bündelung bei homogener Belegung der strahlenden Antennenfläche an.

## 5 Optimierung

Die Untersuchung der Möglichkeiten zur Optimierung der Richtcharakteristik des Phased-Arrays Kühlungsborn ist unter Berücksichtigung der existierenden Antennensteuerung und -einspeisung für SA- und DBS-Anwendungen vorgenommen worden.

Grundlage bei der Optimierung bilden die im Abschnitt Arraytheorie gewonnenen Erkenntnisse über den Einfluß der Antennenparameter auf die Richtcharakteristik eines Arrays.

Einige der in diesem Abschnitt verwendeten Formeln sind auf das Phased-Array Kühlungsborn zugeschnitten und haben keine allgemeine Gültigkeit.

### 5.1 Parameterauswahl zur Optimierung der Richtcharakteristik

Zur Verbesserung der Richtcharakteristik eines Antennenarrays sind Überlegungen über mögliche Parameter, die Charakteristik beeinflussende und im Sinne der Optimierung veränderbare Größen notwendig. Hierzu betrachten wir die komplexe Summenformel für das Strahlungsmaß im Fernfeld eines Arrays aus  $N \times M$  identischen Elementarstrahlern:

$$C(\varphi, \vartheta) = C_E(\varphi, \vartheta) \sum_{n=1}^N A_n e^{j(2\pi/\lambda)na_x \cos\varphi \sin\vartheta} \sum_{m=1}^M A_m e^{j(2\pi/\lambda)ma_y \sin\varphi \sin\vartheta} \quad (5.1)$$

mit  $A_n = |A_n|e^{j\psi_n}$  und  $A_m = |A_m|e^{j\psi_m}$ .

Aus Gleichung (5.1) können die Parameter entnommen werden:

1.  $C_E$  = Charakteristik der Elemente
2.  $N = M$  = Anzahl der Elemente
3.  $A_n = A_m$  = komplexes Speisesignal
4.  $a/\lambda$  = relativer Abstand der Arrayelemente (spacing).

Hinzu kommen ergänzende Überlegungen in Bezug auf:

5.  $h$  = Höhe der Einspeisung über Grund (Erdboden)
6. Erdverluste durch nicht optimale Untergrundkonstanten.

In den folgenden Ausführungen entfällt eine Analyse der Elementarstrahlercharakteristik  $C_E$ , die 4-Element-Yagi-Antennen des Arrays sind in ihrem Aufbau auf die Radiowellenlänge optimal abgestimmt und stellen daher in Gleichung (5.1) einen invariablen Antennenparameter dar.

Die quadratische Struktur des Phased-Arrays Kühlungsborn erlaubt in Anlehnung an die Arraytheorie die Optimierung eindimensional durchzuführen und schließlich auf das gesamte Array anzuwenden.

## 5.2 Möglichkeiten zur Verringerung der Halbwertsbreite

Die Formel zur Berechnung der Halbwertsbreite des Arrays

$$\vartheta_{3\text{dB}}[\text{rad}] \approx \frac{0.886\lambda}{L} \quad \text{mit } L = N \cdot a \quad (5.2)$$

beinhaltet als Antennenparameter den Elementabstand  $a$  sowie die Anzahl der Elemente  $N$ . Beide Größen sind umgekehrt proportional zur Halbwertsbreite. Eine Verringerung der Halbwertsbreite führt in jedem Fall zu einer Erweiterung der geometrischen Antennenfläche, der durch die örtlichen Gegebenheiten Grenzen gesetzt sind.

Während eine Erhöhung der Anzahl der Elemente nur mit hohem technischen Aufwand realisierbar ist, stellt die Vergrößerung des „Spacings“ eine kostengünstige Alternative dar.

Im folgenden werden beide Möglichkeiten getrennt voneinander untersucht. Detaillierte Richtdiagramme sind im Anhang A-6 und A-7 dargestellt.

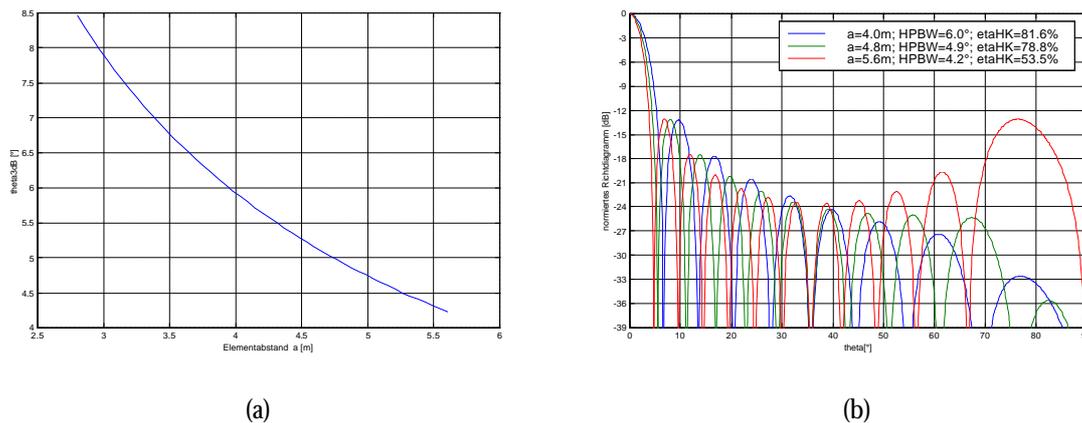
### 5.2.1 Variation des Elementabstandes

Betrachtet man die normierte Arrayfaktorfunktion für gleichphasig gespeiste Elemente

$$F(\vartheta) = \frac{\left| \sin\left(N \frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta\right) \right|}{N \left| \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \vartheta\right) \right|}, \quad (5.3)$$

so findet man den Elementabstand  $a$  als konstanten Faktor vor der Laufvariable  $\sin \vartheta$  im Argument einer Kreisfunktion. Die Vergrößerung des Elementabstandes  $a$  führt zu einer Erhöhung der Periodenanzahl im gegebenen Definitionsbereich z.B.  $-90^\circ \leq \vartheta \leq 90^\circ$ . Für das Richtdiagramm eines Antennenarrays bedeutet das eine Zunahme der Anzahl an Nebenkeulen und daraus resultierend eine Verschmälerung der Nebenzipfel, der Hauptkeule und damit verbunden eine Absenkung des Hauptstrahlwirkungsgrades. Die Abstandserweiterung hat keinen Einfluß auf die Amplituden der Funktion (5.3) und damit auf die Nebenzipfeldämpfung oder auf den Richtfaktor. Zur Unterdrückung der Entstehung von zusätzlichen Hauptkeulen (grating lobes) in dem von der Antenne abzudeckenden Winkelbereich ist eine Abstandsvergrößerung nur in bestimmten Grenzen sinnvoll:  $0.5 \leq a/\lambda \leq 1$ .

Im Bild 5.1a ist die Halbwertsbreite in Abhängigkeit vom Elementabstand  $\lambda/2 \leq a \leq \lambda$  (bzw.  $0.5 \leq d_\lambda \leq 1$ ) für das Phased-Array Kühlungsborn dargestellt. Bild 5.1b zeigt das Richtdiagramm des Arrays für verschiedene Strahlerabstände  $a$ .



**Bild 5.1:** (a) Halbwertsbreite in Abhängigkeit vom Elementabstand für das Phased-Array Kühlungsborn (b) normiertes Richtdiagramm für verschiedene Elementabstände  $a$ , (HPBW = Halbwertsbreite; etaHK = Hauptstrahlwirkungsgrad)

Im phasengesteuerten Betrieb muß die in Kühlungsborn gewählte Art der Speisung in Subsystemen beachtet werden. Mit der Aufteilung des Phased-Arrays in  $6 \times 6 = 36$

Subarrays verdoppelt sich der Abstand der Elementarstrahler. Die Einzelcharakteristik resultiert aus der Überlagerung der Charakteristika, der in einem Subarray quadratisch angeordneten 4-Element-Yagi-Antennen. Für die eindimensionale Betrachtung ergibt sich die Anzahl der Arrayelemente  $N=6$  und der Elementabstand  $a = 2\lambda/\sqrt{2} = 7,92$  m bzw. der relative Abstand  $d_\lambda = \sqrt{2} = 1,41$ .

Aus der Arraytheorie ist bekannt, daß die erste „grating lobe“ für  $d_\lambda = 1$  erscheint und deren Winkelabstand zur Hauptkeule mit wachsendem  $d_\lambda$  sinkt.

Der Definitionsbereich der Formel

$$\vartheta_{kG} = \arcsin \pm \frac{k}{d_\lambda} \quad \text{mit } k = 1, 2, 3... \quad (5.4)$$

zur Berechnung der Lage der zusätzlichen Hauptkeulen im ungesteuerten Betrieb lautet:  $-1 \leq k/d_\lambda \leq 1$ . Bei einem relativen Abstand  $d_\lambda = 1,41$  ist Gleichung (5.4) nur für  $k=1$  definiert, d.h. die Arrayfaktorfunktion besitzt nur eine zweite Hauptkeule, die im ungesteuerten Betrieb exakt bei  $\vartheta = \pm \arcsin(1/\sqrt{2}) = \pm 45^\circ$  liegt.

Eine Vergrößerung der Elementabstände führt zu einer Abnahme des Winkelabstandes zwischen der Hauptkeule und den „grating lobes“. Zur Unterdrückung der Entstehung weiterer Hauptkeulen ist eine Abstandserweiterung beim Phased-Array Kühlungsborn mit der Speisung in Feed-Subarrays nur im Bereich  $1 \leq d_\lambda < 2$  sinnvoll. Der Abstand der 4-Element-Yagi innerhalb der Subarrays muß zur Kompensation der zusätzlichen Hauptkeulen der Arrayfaktorfunktion im ungeschwenkten Betrieb  $a = d_\lambda/2$  betragen.

Bei einer Phasensteuerung des Arrays verschiebt sich die Charakteristik entsprechend dem Vorzeichen des Phasenversatzes  $\psi$  in Richtung negative Winkel  $\vartheta$  für positive Phasendifferenzen  $\psi$  und umgekehrt. Das Vorzeichen des Phasenversatzes bezieht sich auf das in dieser Arbeit definierte Koordinatensystem im Bild (4.1). Die zusätzlichen Hauptkeulen der Arrayfaktorfunktion verschieben sich bei Phasensteuerung in die Winkel:

$$\vartheta_G = \arcsin \left[ \left( \pi \pm \frac{\psi[\text{rad}]}{2} \right) \frac{1}{\pi d_\lambda} \right] \quad \text{für } 1 \leq d_\lambda < 2. \quad (5.5)$$

Die Gleichung (5.5) kann auch als Näherung für die Lage der Hauptkeulen in der Gesamtcharakteristik  $C_A(\vartheta)$  im Schwenkbetrieb angewendet werden (vgl. Richtdiagramme im Anhang A-4 und A-6). Resultierende Schwenkwinkel und Schwenkverluste sind in der Tabelle 5.1 für verschiedene Strahlerabstände gegenübergestellt.

Besondere Beachtung ist im Schwenkbetrieb der näher zum Zenit rückenden zweiten Hauptkeule zu schenken. Es ist abzuwägen, in wie weit eine Trennung, der über dieses Nebenmaximum eingefangenen Echos von denen der Hauptkeule möglich ist. Hier sind weitere Untersuchungen mit Hilfe der Aspektempfindlichkeit, der Rückstreuwahrscheinlichkeitsverteilung in Abhängigkeit vom Zenitwinkel und der Höhe notwendig, auf die im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen werden soll.

Im Anhang A-6 sind die Richtdiagramme für den bereits in Bild 5.1b angewendeten Einzelelementabstand  $a = 4.8$  m dargestellt. In der Tabelle 5.1 sind die Arrayparameter für verschiedene Elementarstrahlerabstände gegenübergestellt.

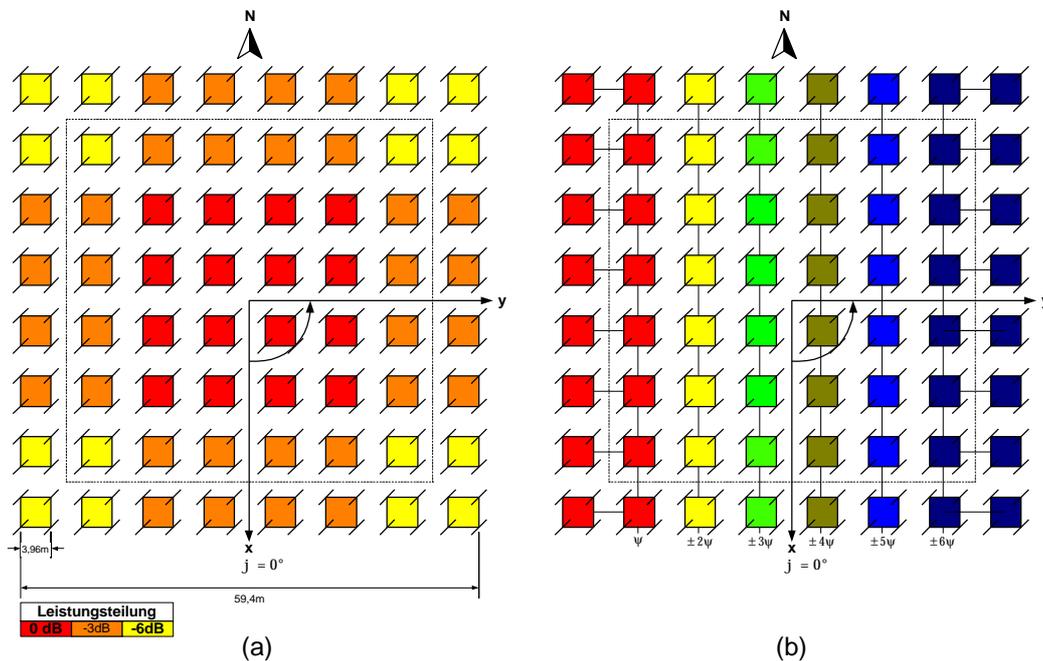
**Tabelle 5.1: Arrayparameter für verschiedene Abstände der Elementarstrahler**

	a = 4m	a = 4,4m	a = 4,8m	a = 5,2m
HPBW $\vartheta_{3dB}$ [°]	6,0	5,4	5,0	4,5
Schwenkwinkel $\vartheta_{SA1}$ [°] / Schwenkverlust [dB] / HPBW [°]	6,6/-0,35/6	6,1/-0,3/ 5,5	5,4/-0,25/5	5/-0,2/4,6
Schwenkwinkel $\vartheta_{SA2}$ [°] / Schwenkverlust [dB] / HPBW [°]	13,3/-1,44/6,1	12,1/ -1,2/5,5	11,2/-1/5	10,2/-0,8/4,6
Schwenkwinkel $\vartheta_{SA3}$ [°] / Schwenkverlust [dB] / HPBW [°]	20/-3,5/6,4	18/-2,8/5,7	16,6/-2,3/5,1	15,4/-1,9/4,7
Hauptstrahlwirkungsgrad $\eta_H$	0,816	0,803	0,788	0,756
Winkelabstand zwischen Haupt- keule und „grating lobes“ [°]	45,0	40,0	35,0	32,6
effektive Länge $L=N \cdot a$ [m]	47,5	52,8	57,6	62,4
geom. Fläche $A_{geom} = L^2$ [m <sup>2</sup> ]	2256	2788	3318	3894

## 5.2.2 Erhöhung der Anzahl der Elemente

In der Arrayfaktorfunktion (5.3) findet man die Anzahl der Arrayelemente  $N$  als konstanten Faktor im Argument des Zählers. Das  $N$  im Nenner weist lediglich daraufhin, daß es sich um den normierten Arrayfaktor handelt und hat auf den Verlauf der Funktion keinen Einfluß. Mit steigendem  $N$  erhöht sich analog zur Betrachtung des Elementabstandes im Abschnitt 5.2.1 die Anzahl der Perioden im gegebenen Definitionsbereich  $-90^\circ \leq \vartheta \leq 90^\circ$ . Aufgrund der Absenz des Faktors im Nenner steigen die absoluten Amplituden linear mit der Anzahl der Elemente. Dies hat auf das normierte Richtdiagramm, bezüglich der Nebenzipfeldämpfung einen verschwindend geringen Einfluß (vgl. Abschnitt 4.6), führt jedoch in der Gesamtcharakteristik zu einer Steigerung des Antennengewinns nach Gl.(4.55) und damit zur Erhöhung der Empfangsleistung.

Im Bild 5.2 ist die Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn unter Beibehaltung der gegenwärtigen Sende- und Empfangseinheiten dargestellt.



**Bild 5.2:** Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn (a) Leistungswichtung der 256 Yagi-Antennen (8 x 8 Feed-Subarrays nonuniform); (b) DBS-Ansteuerung

Die im Anhang A-7 dargestellten Richtdiagramme des erweiterten Phased-Arrays sind mit Gleichung (4.20) bestimmt worden. Die bedingte Wichtung erhöht die Nebenzipfel-dämpfung und vergrößert die Halbwertsbreite gegenüber einem uniform gespeisten Array mit 256 Elementarstrahlern. Die Ansteuerung der beiden äußeren Reihen mit gleichem Phasenversatz (s. Bild 5.2b) „verzerrt“ die Schwenkcharakteristik. Resultierende Schwenkwinkel, Schwenkverluste und Halbwertsbreiten sind den Diagrammen im Anhang A-7 zu entnehmen.

In Tabelle 5.2 sind die Eigenschaften der verschiedenen Antennenkonfigurationen zusammenfassend gegenübergestellt.

**Tabelle 5.2:** Technische Daten verschiedener Antennenkonfigurationen

	Array-144 (uniform)	Array-256	Array-256 uniform
Antennengewinn [dBi]	28,8	31,3	31,3
Halbwertsbreite $\vartheta_{3dB}$ [°]	6	4,8	4,5
Nebenzipfelabstand $A_{1NK}$ [dB]	13,2	18	13,2

Beim monostatischen Radar – eine Antenne zum Senden und Empfangen – geht der Antennengewinn  $G$  quadratisch in die Radargleichung (5.6) ein.

$$P_E = \frac{P_S G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_{ges}} \quad (5.6)$$

Die Radargleichung liefert für ein Objekt im Abstand  $R$  mit dem Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  in Hauptkeulenrichtung den Zusammenhang zwischen Sendeleistung  $P_S$  und Empfangsleistung  $P_E$  unter idealisierten Bedingungen. In  $L_{ges}$  sind alle auf dem Sende- und Empfangsweg auftretenden Verlustfaktoren zusammengefaßt.[Ger84]

Gleichung (5.6) gilt für sogenannte „harte Ziele“. In der Atmosphärenradartechnik verwendet man die Radargleichung für „verteilte Ziele“, die ebenfalls das Quadrat des Antennengewinns enthält und daher an dieser Stelle nicht weiter erläutert werden soll.

Setzt man den Antennengewinn der im Bild 5.2 dargestellten Variante in die Radargleichung ein und nimmt an, daß alle weiteren Größen konstant sind, so erhöht sich die Leistung am Empfängereingang gegenüber der gegenwärtig mit dem Array-144 erzielten um

$$\Delta P_{256} = 2 \times 31,3 \text{ dBi} - 2 \times 28,8 \text{ dBi} = 5,0 \text{ dB.}$$

### 5.2.3 Realisierungsmöglichkeiten

Die Speisung der zusätzlichen Gruppen kann über die Zuleitungen der gegenwärtigen Randgruppen mittels 3dB- bzw. 6dB-Teiler erfolgen. Die Länge der Verlängerungskabel muß ein ganzzahliges Vielfache der Wellenlänge unter Beachtung des Kabelverkürzungsfaktors sein. Der Laufzeitunterschied – im Dauerstrichbetrieb vernachlässigbar – für einen Puls der Länge  $\tau_p = 1\mu\text{s}$  beträgt pro Wellenlängenverlängerung  $\Delta\tau = 1,8\%$ .

Eine Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn ist vorrangig für das DBS-Experiment von Bedeutung. bei der Durchführung des SA-Experiments führt eine permanente Verbindung der zusätzlichen Gruppen zu unsymmetrischen Richtcharakteristika der SA-Empfangsarrays. Mit einer separaten Zuleitung können die 28 zusätzlichen Feed-Subarrays in einer überarbeiteten Antennensteuereinheit nach Bedarf zugeschaltet werden und damit eine einwandfreie Durchführung des SA-Experiments gewährleistet werden.

Technischer Aufwand zur Realisierung der Erweiterung des Phased-Arrays auf 256 Elementarstrahler:

- 112 zusätzliche 4-Element-Yagi-Antennen
- 28 zusätzliche Antennenzuleitungen (LMR600; ca. 13.000US\$)
- Überarbeitung und Ergänzung der Antennensteuereinheit.

### 5.3 Erhöhung der Nebenzipfeldämpfung

Zur Optimierung der Richtcharakteristik hinsichtlich der Nebenzipfeldämpfung wendet man in der Antennentechnik die bereits in der Signaltheorie mit der Fourier-Analyse gewonnenen Erkenntnisse an.

Obwohl für das Phased-Array Kühlungsborn nicht relevant, sollen der Vollständigkeit halber Möglichkeiten zur Verbesserung der Nebenzipfeldämpfung aufgezeigt werden.

Analog der Impulsformung zur spektralen Verringerung der Impulsbandbreite im Frequenzbereich können die Amplituden der Nebenzipfel in der Richtcharakteristik einer Antenne durch Anwendung entsprechender Wichtungsfunktionen (tapering) reduziert werden. In der Antennentechnik entspricht dabei der Winkelbereich dem Zeitbereich und die Aperturverteilung dem Frequenzbereich, die Reversibilität der Fouriertransformation läßt den o.a. Vergleich zu.

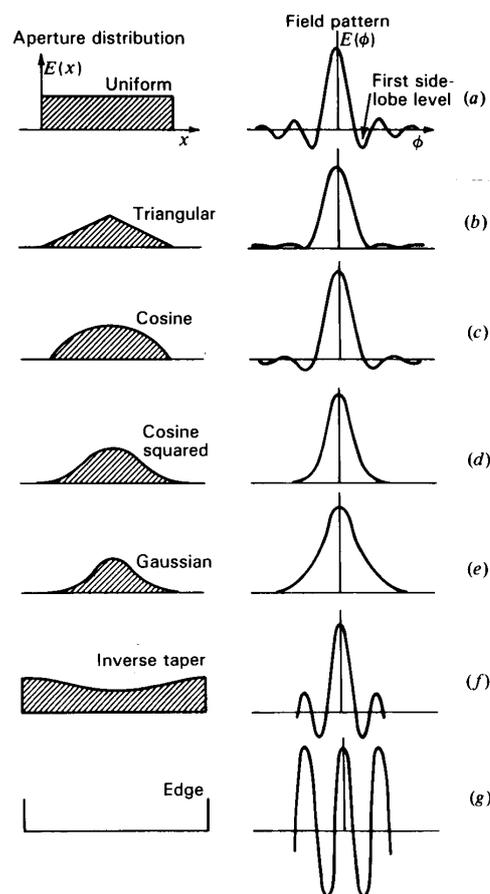


Bild 5.3: Aperturverteilungen und resultierende Richtdiagramme [Kra88]

Bild 5.3 gibt einen Überblick über mögliche Aperturverteilungen und den daraus resultierenden Richtdiagrammen.

Bei Antennenarrays ist die Aperturverteilung diskret. Die Amplituden der „Spektrallinien“ entsprechen den Stromamplituden der elementaren Einspeisungen. Das Richtdiagramm ist in Analogie zur inversen Fouriertransformation vom Frequenzbereich in den Zeitbereich kontinuierlich.

Eine rechteckförmige Aperturverteilung besitzt aufgrund der Speisung aller Elemente mit der maximal möglichen Amplitude den höchsten Richtfaktor. Die Aperturverteilungen mit den nach außen abfallenden Stromamplituden (taper) besitzen dagegen eine höhere Nebenzipfeldämpfung und eine größere Halbwertsbreite der Hauptkeule, bei den Verteilungen mit der Amplitudenabsenkung zum Zentrum (inverse taper) ist es entsprechend umgekehrt (vgl. Bild 5.3a - g). Der Forderung nach kleinen Halbwertsbreiten und hohem Richtfaktor wird folglich die uniforme Verteilung am meisten gerecht.

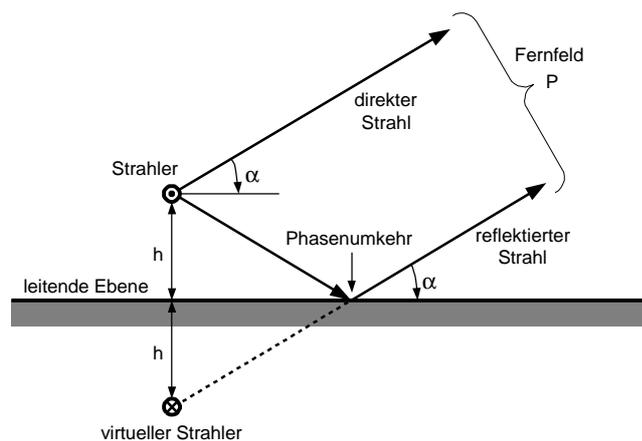
In der Tabelle 5.3 sind die Eigenschaften angewendeter Wichtungsfunktionen dargestellt ( $L_{x,y} = N \cdot a_{x,y}$  = lineare Arraydimension).

**Tabelle 5.3: Lineare Wichtungsfunktionen [Sko90]**

Wichtungsfunktion	Wirkungsgrad $\eta$	Nebenzipfelabstand [dB]	Halbwertsbreitenfaktor k $\vartheta_{3dB} = k\lambda/L_{x,y}$ [ ° ]
Uniform	1	13,5	50,8
Dreieck	0,75	26,4	73,4
Cosinus	0,81	23,0	68,2
Hanning	0,67	32,0	82,5
Hamming	0,73	43,0	74,2
Dolph-Tschebyscheff	0,72	50,0	76,2
Taylor $\bar{n} = 3$	0,9	26,0	60,1
Taylor $\bar{n} = 5$	0,8	36,0	67,5
Taylor $\bar{n} = 8$	0,73	46	74,5

## 5.4 Einfluß des Erdbodens auf die Richtcharakteristik des Arrays

Der Einfluß des Erdbodens muß bei Antennen, die sich über der Erde befinden, berücksichtigt werden. Der Erdboden mit seinen elektromagnetischen Eigenschaften, im optimalen Fall als leitende Ebene gedacht, stellt für die Antenne eine „Spiegelfläche“ dar (vgl. Bild 5.4).



**Bild 5.4:** Direkter und reflektierter Strahl für eine Antenne über einer leitenden Ebene

Die Antenne strahlt entsprechend ihrer Struktur eine Welle aus, die von der leitenden Oberfläche reflektiert wird. Für die reflektierte Welle kann man sich vorstellen, sie gehe von einem Spiegelbild des Strahlers aus, das einem im Abstand  $2h$  unter dem Boden liegenden Strahler entspricht, der mit einem Strom entgegengesetzter Richtung ( $\psi = 180^\circ$ ) gespeist wird.

Die Kombination aus reellem und imaginären Strahler wirkt mit einem Phasenversatz von  $\psi = 180^\circ$  bei einem Abstand der Elemente  $a = 2h = \lambda/2$  optimal als vertikaler Längsstrahler (end-fire array). Damit ergibt sich die optimale Höhe des Strahlers über der leitenden Ebene  $h_{\text{opt}} = \lambda/4$  (vgl. [Rub97]). Bei diesem Abstand überlagern sich die reflektierte und die direkte Welle phasenrichtig in Zenitrichtung und bewirken einen Anstieg des Richtfaktors.

Für Antennenarchitekturen mit mehreren Elementen (Yagi-Antennen oder logarithmisch periodische Antennen) bezieht sich die Höhe  $h$  auf den Antennenschwerpunkt, der in der Regel in der Mitte der Anordnung liegt. [Sti84]

Bei vertikal ausgerichteten Richtantennen ist der Einfluß der Erde aufgrund der hohen Rückdämpfung (front to back ratio) nur sehr gering, sollte jedoch bei Untersuchungen zur Optimierung der Richtcharakteristik nicht außer Acht gelassen werden.

Die optimalen Höhen und der Einfluß der Erde sind für die 4-Elemente-Yagi und das Feed-Subarray als Einzelstrahler des Phased-Arrays Kühlungsborn mit Hilfe der Antennenanalyse-Software NEC Win Pro ermittelt worden.

Im Bild 5.5 sind die Richtdiagramme für die ermittelte optimale Höhe im Vergleich zur tatsächlichen Höhe sowohl für sandigen Boden (Leitfähigkeit  $\kappa = 0,002 \text{ S/m}$ ; Dielektrizitätskonstante  $\epsilon = 10$ ) als auch mit der gewählten Option „perfekter Untergrund“ dargestellt. Die Differenz zwischen optimaler Höhe und  $\lambda/4$  resultiert daraus, daß sich die angegebenen Höhen auf das gespeiste Element beziehen und nicht auf den Antennenschwerpunkt der 4-Element-Yagi.

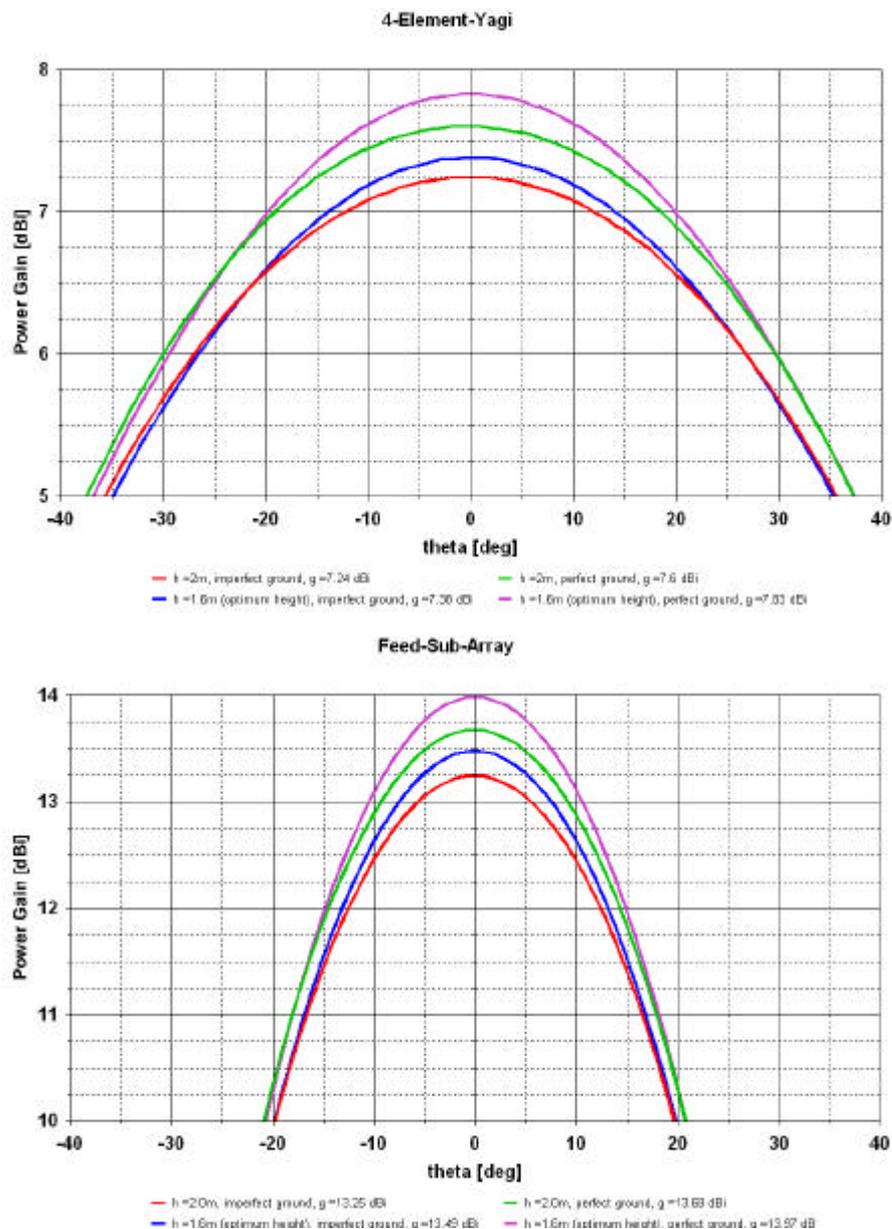


Bild 5.5: Vergleich der Richtdiagramme der Elementarstrahler des Phased-Arrays Kühlungsborn für verschiedene Untergrundparameter

Aus den Diagrammen im Bild 5.5 ist eindeutig eine Zunahme der Richtwirkung bei optimaler Strahlerhöhe gegenüber der realisierten Höhe zu erkennen. Die Veränderung der Untergrundeigenschaften wirkt sich indes auf den Antennengewinn, die Antennenstrahlung insgesamt aus.

Mit den ermittelten Werten für die Einzelstrahler ergeben sich die in Tabelle 5.4 wiedergegebenen Antennengewinne für das Phased-Array Kühlungsborn.

**Tabelle 5.4: Antennengewinn des Phased-Arrays Kühlungsborn**

Höhe der Einspeisung	sandiger Boden	perfekter Untergrund
h = 2,0m	g = 28,82 dBi	g = 29,24 dBi
h = 1,6m	g = 29,05 dBi	g = 29,53 dBi

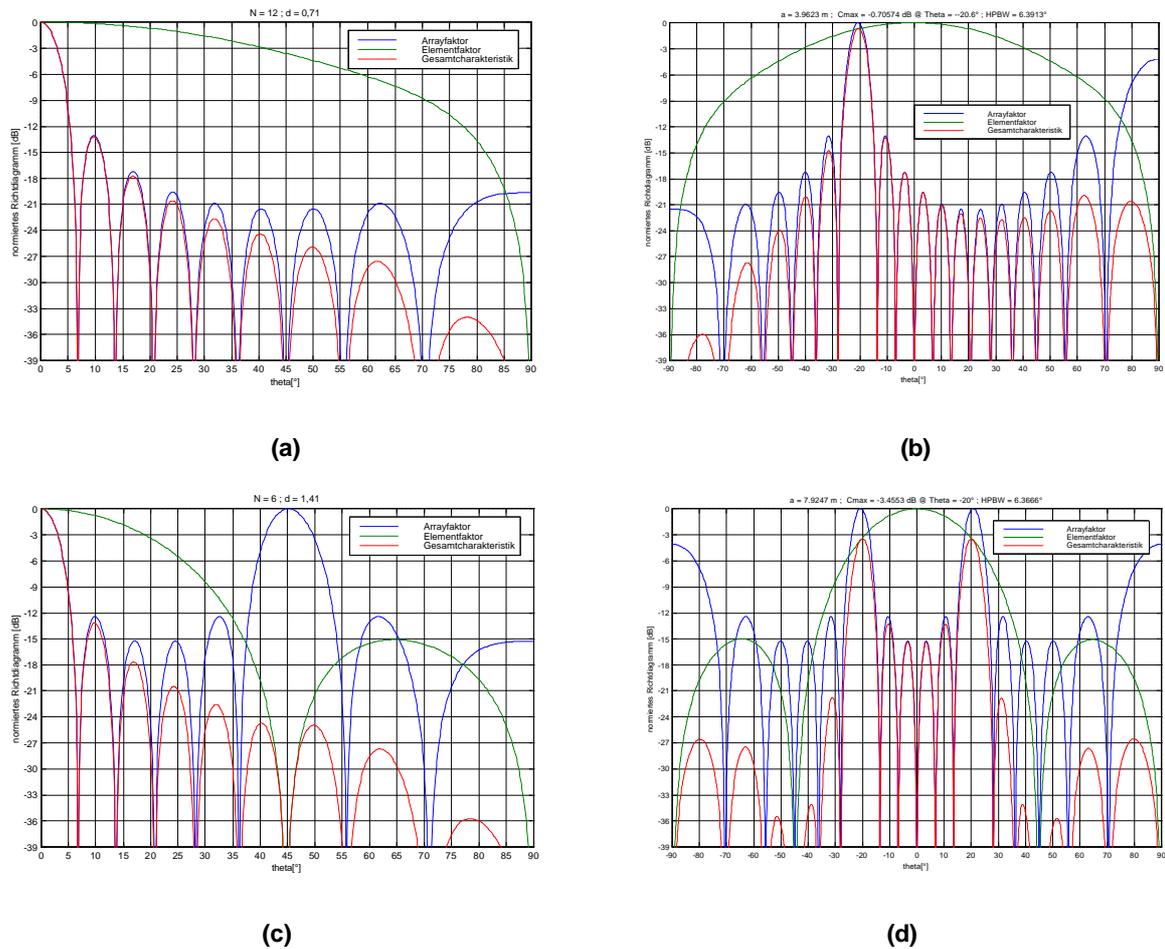
Eine Möglichkeit den witterungsabhängigen Einfluß des Erdbodens größtenteils zu eliminieren und die Reflexion zu verbessern, besteht in der Auslegung eines Drahtgitters als Untergrund für das Antennenfeld. Für Maschen, die viel kleiner sind als die Wellenlänge  $\lambda$  (max.  $\lambda/10$ ) stellt das Gitter eine witterungs- und bodenunabhängige leitende Ebene dar. [Mei92]

Auch im Hinblick auf den zukünftigen Vergleich der Meßergebnisse des VHF-ST Radars Kühlungsborn mit denen des baugleichen Radarsystems ALWIN (ALOMAR Wind-Radar) in Andenes, Norwegen, könnten durch Anwendung eines solchen Gitterwerks unterschiedliche Untergrundeigenschaften als eine Ursache für Differenzen ausgeschlossen werden.

## 5.5 Speisung der Einzelemente

Inhalt des folgenden Abschnitts ist eine Abschätzung des Aufwandes zur Realisierung der Einzelstrahlerspeisung (4-Element-Yagi) des Phased-Arrays Kühlungsborn zur Verbesserung der Schwenkcharakteristik bei der Durchführung des DBS-Experiments.

Im Abschnitt 4.5 wurde gezeigt, daß die zusätzlichen Hauptkeulen innerhalb einer Periode ( $-\pi \leq \beta/2 \leq \pi$ ) der Arrayfaktorfunktion (5.3) ihre Ursache in der Speisung des Phased-Arrays in Subsystemen haben. Betrachtet man die Feed-Subarrays als Einzelstrahler mit der Charakteristik  $C_E$ , so ergibt sich ein Array mit  $6 \times 6$  Elementen und doppelten relativen Elementabstand  $d_\lambda = 2 \times 1/\sqrt{2} = \sqrt{2}$ . Für  $d_\lambda \geq 1$  erscheinen innerhalb einer Periode der Arrayfaktorfunktion „grating lobes“ im Richtdiagramm  $-90^\circ \leq \vartheta \leq 90^\circ$  (vgl. Bild 5.6a und c).



**Bild 5.6: Arrayfaktor, Elementfaktor und resultierende Gesamtcharakteristik für (a) und (b) Speisung der Einzelstrahler, (c) und (d) Speisung der Feed-Subarrays**

Die kostengünstige Variante der Einspeisung hat für die Durchführung des SA-Experiments mit ausschließlich vertikalen Antennenstrahlrichtungen keine Nachteile. Beim Schwenkbetrieb im DBS-Modus erscheinen die zusätzlichen Hauptkeulen in der Gesamtcharakteristik als beträchtliche Nebenzipfel, über die störende Radarechos eingefangen werden können (vgl. Richtdiagramme des Phased-Arrays im Anhang A-4).

Ein weiterer Nachteil der gegenwärtigen Speisekonfiguration ist der gegenüber der Einzelspeisung höhere Schwenkverlust der Hauptkeule (vgl. Bild 5.6b und d). Die Tabelle 5.5 beinhaltet die Schwenkverluste und die resultierenden Schwenkwinkel der Gesamtcharakteristik bei Elementar- und Subarrayspeisung.

**Tabelle 5.5: Schwenkverlust und resultierender Schwenkwinkel für Elementar- und Subarrayspeisung**

	Schwenkverlust [dB]/resultierender Schwenkwinkel [°] Elementarspeisung	Schwenkverlust [dB]/resultierender Schwenkwinkel [°] Subarrayspeisung
$\vartheta_{S1} = 6,77^\circ$	0/6,7	-0,35/6,6
$\vartheta_{S2} = 13,6^\circ$	-0,29/13,5	-1,44/13,3
$\vartheta_{S3} = 20,7^\circ$	-0,70/20,6	-3,45/20

Bei Einzelstrahlerspeisung erweitert sich der Schwenkwinkelbereich auf  $\vartheta_{SY} = \pm 45^\circ$  gegenüber dem bei Speisung in Feed-Subarrays  $\vartheta_{SF} = \pm 21^\circ$ . Damit verbessern sich die Möglichkeiten zur Untersuchung der Aspektempfindlichkeit der Atmosphärenschichten und zur Erkennung von Meteorechos. Der optimale Antennenabstrahlwinkel zur Erkennung von Meteorechos beträgt  $\vartheta_S = \pm 45^\circ$ .

Im Anhang A-8 sind die Richtdiagramme des Phased-Arrays Kühlungsborn für die Speisung der Einzelstrahler dargestellt.

### 5.5.1 Möglichkeiten zur technischen Realisierung

Die Speisung der Einzelstrahler erfordert eine Aufteilung der sechs Sendekanäle auf zwölf Zeilen bzw. Spalten. In der Tabelle 5.6 sind die Phasenversätze  $\psi_{\text{Zeile/Spalte}}$  der speisenden Ströme für die möglichen Schwenkwinkel  $\vartheta_{kSY}$  dargestellt.

**Tabelle 5.6: Schwenkwinkel und Phasensteuerung der Zeilen bzw. Spalten für Einzelspeisung**

	$\psi_1[^\circ]$	$\psi_2[^\circ]$	$\psi_3[^\circ]$	$\psi_4[^\circ]$	$\psi_5[^\circ]$	$\psi_6[^\circ]$	$\psi_7[^\circ]$	$\psi_8[^\circ]$	$\psi_9[^\circ]$	$\psi_{10}[^\circ]$	$\psi_{11}[^\circ]$	$\psi_{12}[^\circ]$
$\vartheta_{S1Y}=6,77^\circ$	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
$\vartheta_{S2Y}=13,6^\circ$	0	60	120	180	240	300	0	60	120	180	240	300
$\vartheta_{S3Y}=20,7^\circ$	0	90	180	270	0	90	180	270	0	90	180	270
$\vartheta_{S4Y}=28,1^\circ$	0	120	240	0	120	240	0	120	240	0	120	240
$\vartheta_{S5Y}=36,1^\circ$	0	150	300	90	240	30	180	330	120	270	60	210
$\vartheta_{S6Y}=45^\circ$	0	180	0	180	0	180	0	180	0	180	0	180

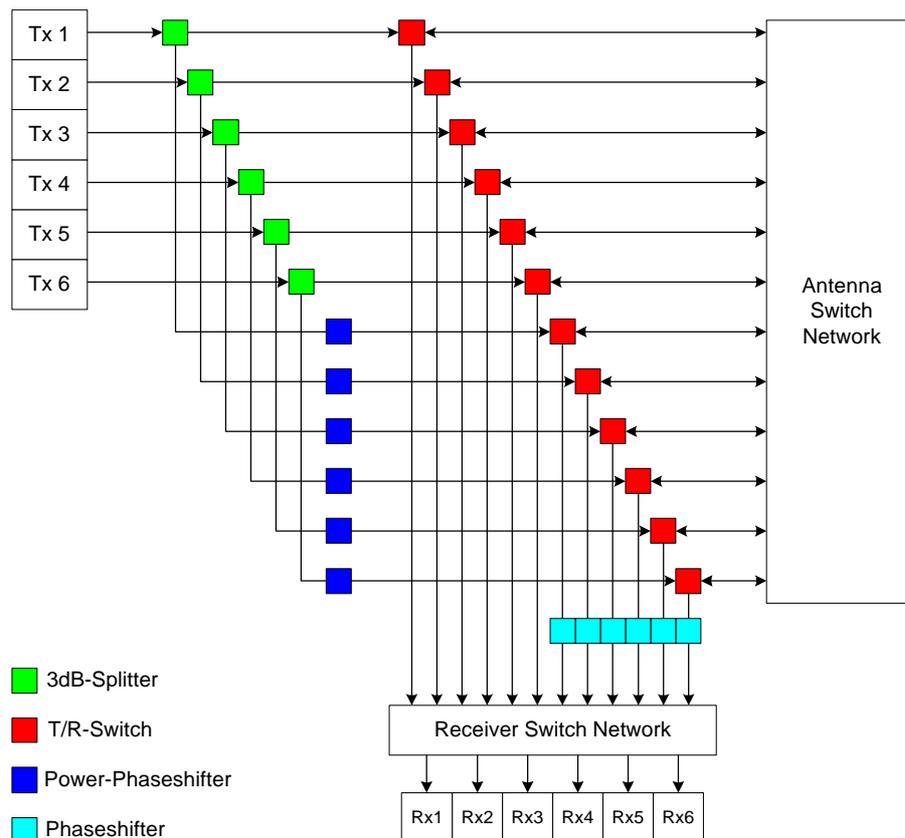
Mit sechs zusätzlichen Sende-/Empfangsschaltern können die Zeilen bzw. Spalten angesteuert werden. Zur Schwenkung in die erste Nullstelle können Leistungsschaltrelais eingesetzt werden, die  $180^\circ$ -Umwegleitungen in die Signalpfade der jeweils letzten sechs Zeilen bzw. Spalten schalten. Empfangsseitig ist zu überlegen, ob Zeilen bzw. Spalten, die

mit gleichem Phasenversatz gespeist werden zusammengeführt und einem Empfangs- und Verarbeitungskanal zugeordnet werden können oder sechs zusätzliche Empfangs- und Verarbeitungseinheiten notwendig sind. Zusätzliche Empfangs- und Verarbeitungseinheiten erfordern eine Überarbeitung der Steuer- und Analysesoftware für das Radar.

Überblick über den technischen Aufwand:

- 108 zusätzliche Antennenzuleitungen (LMR600; ca.50.000 US\$),
- Überarbeitung und Ergänzung der Antennensteuereinheit,
- 6 zusätzliche Sende-/Empfangsschalter,
- eventuell 6 zusätzliche Empfänger und Signalverarbeitungskanäle (RDAS), Überarbeitung der Steuer- und Analysesoftware
- oder Empfängerschaltnetzwerk

Im Bild 5.7 ist eine mögliche Schaltungsvariante zum Ansteuern der Einzelstrahler unter Beibehaltung der 6 Sende- und Empfangseinheiten dargestellt.



**Bild 5.7: Ansteuerungsvariante für Einzelelementspeisung**

## 5.6 Optimierung der SA-Empfangsarrays

Die im Bild 5.8a dargestellten SA-Empfangsarrays (SA-24-Arrays) mit 2 x 3 Feed-Subarrays weisen aufgrund ihrer Struktur unterschiedliche Richtdiagramme in x- und y-Richtung auf. Die Unsymmetrie könnte unter bestimmten Bedingungen die Meßergebnisse des SA-Experiments mit einem systematischen Fehler belegen. Eine Zusammenschaltung von 3 x 3 Feed-Subarrays zu symmetrischen SA-36-Arrays unterdrückt diesen möglichen systematischen Fehler und erhöht gleichzeitig den Antennengewinn der drei SA-Empfangsarrays. Die Richtdiagramme der beiden Konfigurationen sind zum Vergleich im Anhang A-5 dargestellt.

Aufgrund der örtlichen Gegebenheiten ist eine Erweiterung des Phased-Arrays Kühlungsborn nur in die Richtungen Nord und Süd möglich, woraus eine Drehung der SA-Empfangskonfiguration um 90° resultiert. Bild 5.8b zeigt das Phased-Array Kühlungsborn in der SA-36-Empfangskonfiguration mit drei zusätzlichen Feed-Subarrays an der Nordseite, die im Sendebetrieb und im DBS-Modus durch die überarbeitete Antennensteuereinheit abgeschaltet werden. In der Tabelle 5.7 sind die technischen Daten der beiden Empfangskonfigurationen gegenübergestellt.

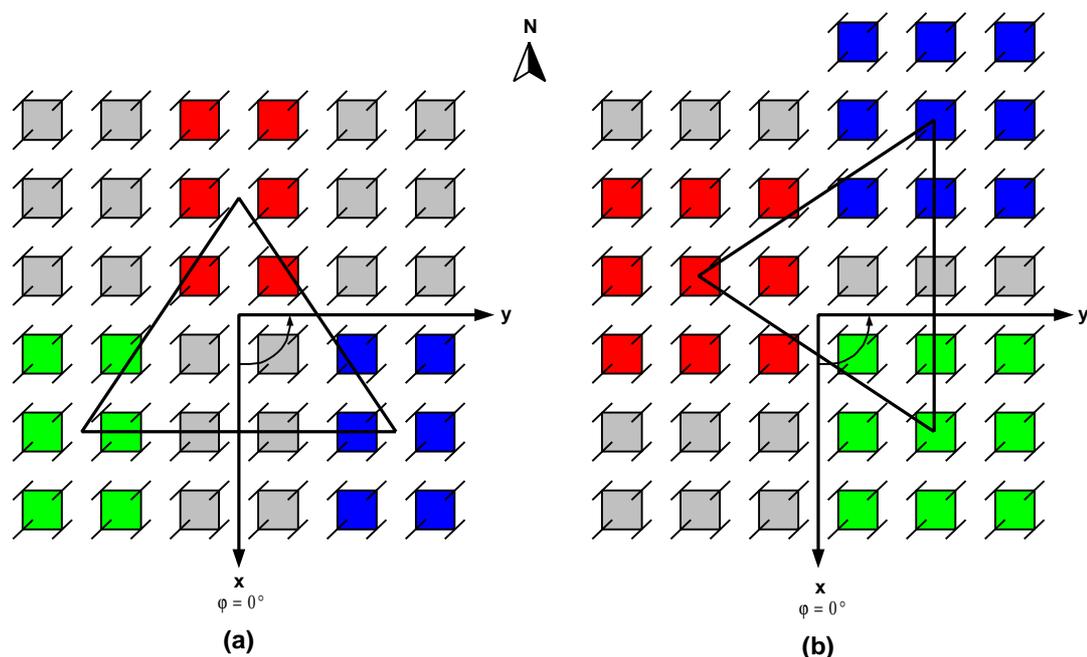


Bild 5.8: SA-Empfangsarrays; (a) gegenwärtige SA-24-Konfiguration; (b) SA-36-Konfiguration

**Tabelle 5.7: Technische Daten der SA-Empfangsantennen**

	SA-24-Array 2 x 3 Feed-Subarrays	SA-36-Array 3 x 3 Feed-Subarrays
Richtfaktor $d$ [dBi]	21,8	23,6
Antennengewinn $g_{\text{NEC}}$ [dBi]	21,0	22,7
Hauptstrahlwirkungsgrad $\eta_{\text{H}}$	0,846	0,832
Halbwertsbreite $\vartheta_{3\text{dB}}$ [°]	$\vartheta_{x3\text{dB}} = 12 / \vartheta_{y3\text{dB}} = 18$	12

Die in der Tabelle 5.7 angegebenen Halbwertsbreitenindizes der SA-24-Arrays beziehen sich auf das Bild 5.8a.

## 6 Resümee

Schwerpunkt der Arbeit ist die Darlegung der Arraytheorie. Sie bildet die Grundlage zum Verständnis der Funktion und Wirkungsweise von Antennenarrays. Mit der Kenntnis der Richtcharakteristik der Elementarstrahler lassen sich Antennenarrays anhand der Arraytheorie modellieren, analysieren, charakterisieren und optimieren. Die Analogie zwischen Antennen- und Signaltheorie ermöglicht die Anwendung der Fourier-Analyse als fundamentales Hilfsmittel. Die Anwendung der Erkenntnisse aus der Signaltheorie in der Antennentechnik erleichtert die Suche nach individuellen Lösungen zur Optimierung der Antenneneigenschaften.

Die im Abschnitt Optimierung aufgezeigten Möglichkeiten gelten als Anregungen zur Verbesserung der Antenneneigenschaften des Phased-Arrays unter Beachtung gegebener Randbedingungen. Damit leistet die Arbeit einen wissenschaftlichen Beitrag zur stetigen Weiterentwicklung des VHF-ST-Radars am IAP Kühlungsborn.

Abschließend möchte ich all denen meinen Dank aussprechen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Für die Vergabe der Aufgabe sowie für Anregungen und Hinweise zur Thematik danke ich Dr.-Ing. R. Latteck und Dr. W. Singer aus der Radarabteilung am IAP Kühlungsborn. Für die Übernahme der Betreuung am Institut für Nachrichtentechnik und Informationselektronik an der Universität Rostock gilt mein Dank Prof. Dr.-Ing. R. Rockmann.

Vor allem aber danke ich meinen Eltern, die mich während meines Studiums in jeglicher Hinsicht unterstützten.

## 7 Literaturverzeichnis

- [Atl90] ATLAS, D.: Radar in Meteorology. Boston, American Meteorology Society 1990
- [Beo95] BRIGHAM, E.O.: FFT-Schnelle Fouriertransformation, München, Oldenbourg Verlag, 1995
- [Ber97] BERKEFELD, K., HOLDSWORTH, D.: Three dimensional wind estimation using vertical beam Time Domain Interferometry, University of Adelaide, unveröffentlicht, 1997
- [Bri84] BRIGGS, B. H.: The analysis of spaced sensor records by correlation techniques. Handbook for MAP 13 S.166-186, 1984
- [Det89] DETLEFSEN, J.: Radartechnik. Berlin, Springer-Verlag 1989
- [Edd93] EDDE, B.: Radar, Principles, Technology, Applications. New Jersey, PTR Prentice Hall 1993
- [Ger84] GERLITZKI, W.: Die Radargleichung. AEG-Telefunken, 1984
- [IAP97] IAP an der Universität Rostock (e.V.): Institutsbericht 1996/1997
- [ISA88] FUKAO, S.: International School on Atmospheric Radar. Kyoto, Nov. 24-28, 1988
- [Kra88] KRAUS, John D.: Antennas. New York, McGraw-Hill Book Company 1988
- [Lud93] LUDLOFF, A.: Handbuch Radar und Radarsignalverarbeitung. Braunschweig, Verlag Vieweg, 1993
- [Mai94] MAILLOUX, Robert J.: Phased Array Antenna Handbook. Boston, Artech House, Inc. 1994
- [Mei92] MEINKE, GRUNDLACH: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Berlin, Springer-Verlag 1992
- [NEC] NEC-Win Pro User's Manual
- [Rot95] ROTHAMMEL, K.: Rothammels Antennenbuch. Stuttgart, Franckh-Kosmos 1995
- [Rub97] RUBACH, J.: Untersuchungen zur Richtcharakteristik des Antennenfeldes Kühlungsborn, Großer Beleg, Universität Rostock, 1997
- [Rüs91] RÜSTER, R., CZECHOWSKY, P., SCHMIDT, G.: VHF-Radarmessungen in der Atmosphäre, Promet, Vol. 21,S.50-55, 1991
- [Sko90] SKOLNIK, M.: Radar Handbook. New York, McGraw-Hill, Inc. 1990
- [Sti84] STIRNER, E.: Antennen. Band 1, 2 und 3, Heidelberg, Hüthig 1984

## Anhang

Technische Daten des Phased-Arrays Kühlungsborn .....	A-1
NEC-Quellcode .....	A-2
Richtdiagramme der Elementarstrahler des Phased-Arrays Kühlungsborn.....	A-3
Richtdiagramme des Phased-Arrays Kühlungsborn .....	A-4
Richtdiagramme der SA-Empfangsarrays (SA-24 und SA-36) .....	A-5
Richtdiagramme des Phased-Arrays für einen Elementabstand $a = 4,8\text{m}$ .....	A-6
Richtdiagramme des erweiterten Phased-Arrays (8 x 8 Feed-Subarrays).....	A-7
Richtdiagramme des Phased-Arrays bei Einzelstrahlerspeisung .....	A-8

## A-1 Technische Daten der Phased-Array-Antenne Kühlungsborn

### Physikalische Eigenschaften

Geographische Lage:	54,1° N; 11,8° E
Frequenz / Wellenlänge:	$f = 53,5 \text{ MHz} / \lambda = 5,6036 \text{ m}$
Antennenstruktur:	Planares Array aus $N \times M$ Einzelstrahler
Anzahl der Einzelstrahler:	$12 \times 12 = 144$
Art der Einzelstrahler:	4-Element-Yagi
Strahlerhöhe (Einspeisung über Erdboden) :	$h = 2\text{m} = 0,35\lambda$
Strahlerabstand :	$a_x = a_y = 3,96\text{m} = \lambda\sqrt{2}$
Seitenlänge:	$L_x = L_y = 47,54\text{m} = 8,5\lambda$
Grundfläche:	$A_{\text{geom}} \approx 2260\text{m}^2 = 72\lambda^2$

### Theoretische Eigenschaften

Berechnungsgrundlage bilden die mit NEC-Win Pro ermittelten Datensätze für die jeweilige Antennenstruktur. Der NEC2-Code schließt, bei Angabe der Untergrundkonstanten ( $\kappa$ ,  $\epsilon$ ), die Bodenverluste und die Strahlungskopplung zwischen benachbarten Strahlern in die Berechnung der Richtcharakteristik einer Antennenstruktur ein (verwendete Bodenkonstanten  $\kappa = 0.002 \text{ S/m}$ ,  $\epsilon = 10$ ). Der Quellcode zur Modellierung eines Feed-Subarrays mit Hilfe der Analysesoftware NEC-Win Pro ist im Anhang A-2 einzusehen.

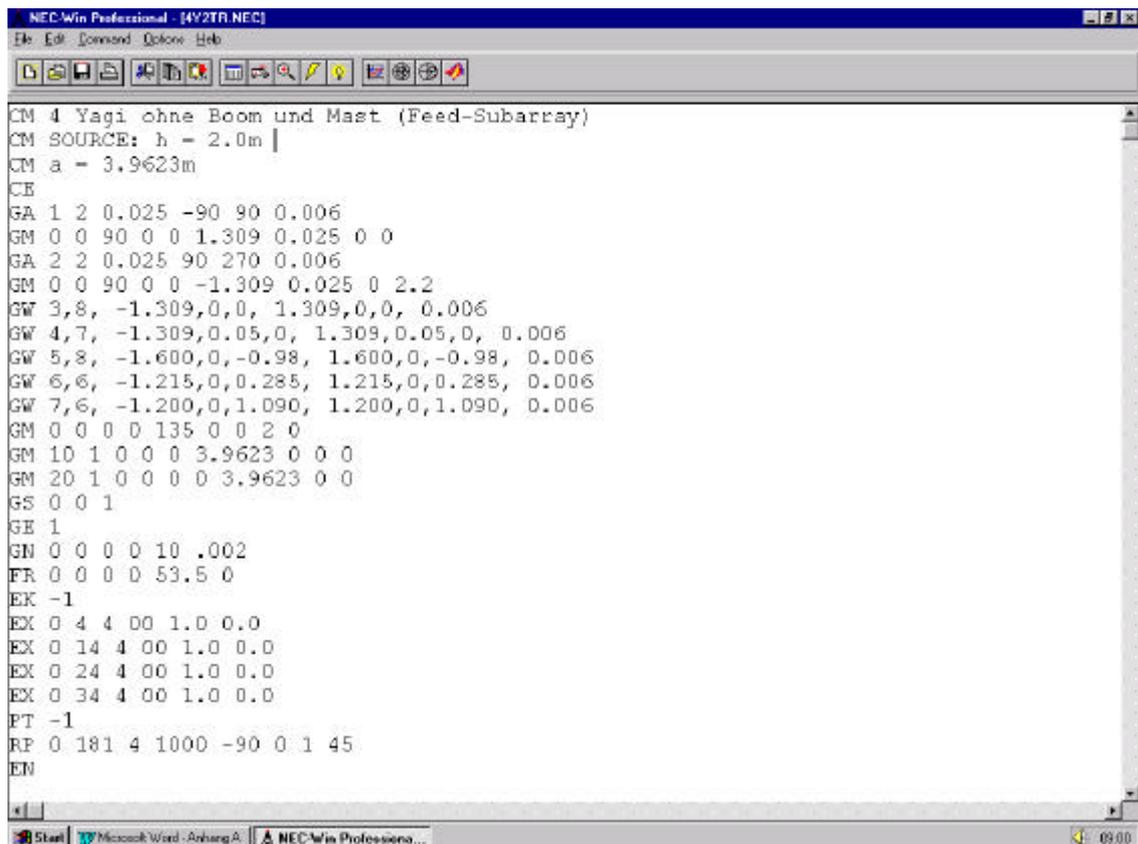
Der Gewinn  $g_{\text{NEC}}$  ist mit Ausnahme des Gewinns für das gesamte Array durch NEC-Win Pro ermittelt worden. Für das gesamte Array ist  $g_{\text{NEC}}$  näherungsweise mit Gleichung (4.55) bestimmt worden. Zur Bestimmung der Daten für das gesamte Array wurde die Superpositionsgleichung (4.2) herangezogen. Die Winkelauflösung beträgt  $\Delta\vartheta = \Delta\varphi = 0,1^\circ$ .

Tabelle A-1: Theoretische Strahlungseigenschaften des Phased-Arrays Kühlungsborn

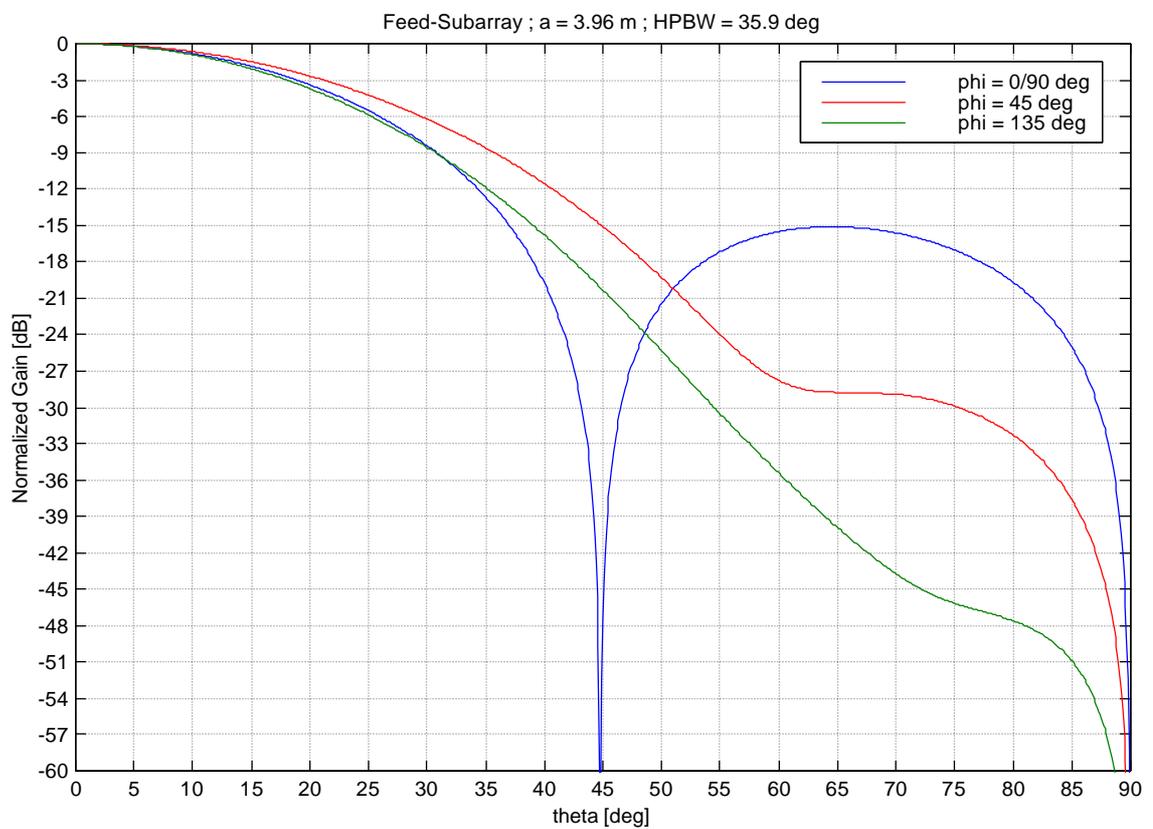
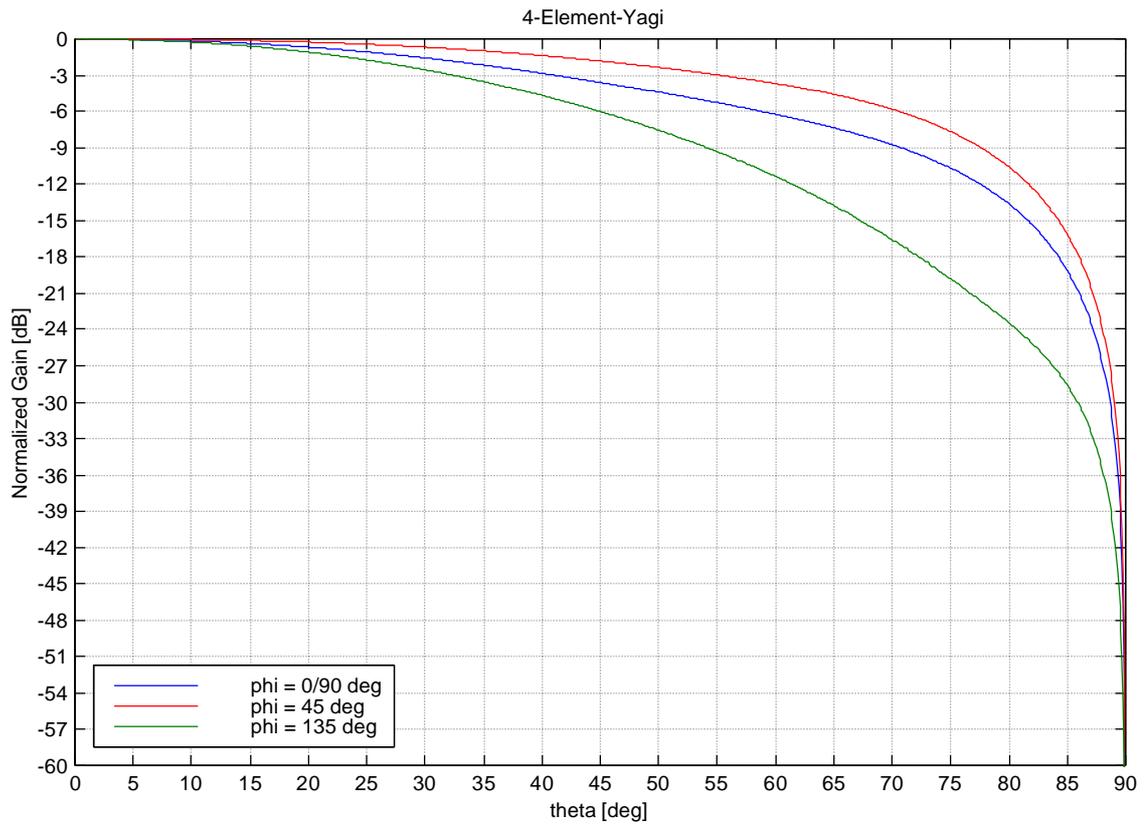
Antennenstruktur	d [dBi]	g <sub>NEC</sub> [dBi]	$h = \frac{G_{NEC}}{D}$	J <sub>3dB</sub> [°]	h <sub>H</sub>	A <sub>effmax</sub> [m <sup>2</sup> ]
<b>Einzelstrahler</b> 4-Elemente-Yagi	7,96	7,24	0,84	84	1	15,6
<b>Feed-Subarray</b> 4 x 4-Element-Yagi	14,07	13,25	0,83	38	0,942	63,8
<b>Array</b> 6 x 6 Feed-Subarrays $\vartheta_{S0} = 0^\circ / \Psi_0 = 0^\circ$	29,6	28,82	0,84	6	0,810	2276
<b>Array (DBS-Modus)</b> 6 x 6 Feed-Subarrays $\vartheta_{SA1} = 6,6^\circ / \Psi_1 = 60^\circ$	29,5	28,41	0,78	6	0,746	2232
<b>Array (DBS-Modus)</b> 6 x 6 Subarrays $\vartheta_{SA2} = 13,3^\circ / \Psi_2 = 120^\circ$	29,5	27,33	0,61	6,15	0,589	2224
<b>Array (DBS-Modus)</b> 6 x 6 Feed-Subarrays $\vartheta_{SA3} = 20^\circ / \Psi_3 = 180^\circ$	29,8	25,37	0,36	6,3	0,820 zwei Hauptkeulen	2383
<b>SA-24-Array</b> 2 x 3 Feed-Subarrays (24 x 4-Elemente-Yagi)	21,8	21,0	0,83	$\vartheta_{x3dB} = 12$ $\vartheta_{y3dB} = 18$	0,846	383,4
<b>SA-36-Array</b> 3 x 3 Feed-Subarrays (36 x 4-Elemente-Yagi)	23,6	22,7	0,81	12	0,832	573,2

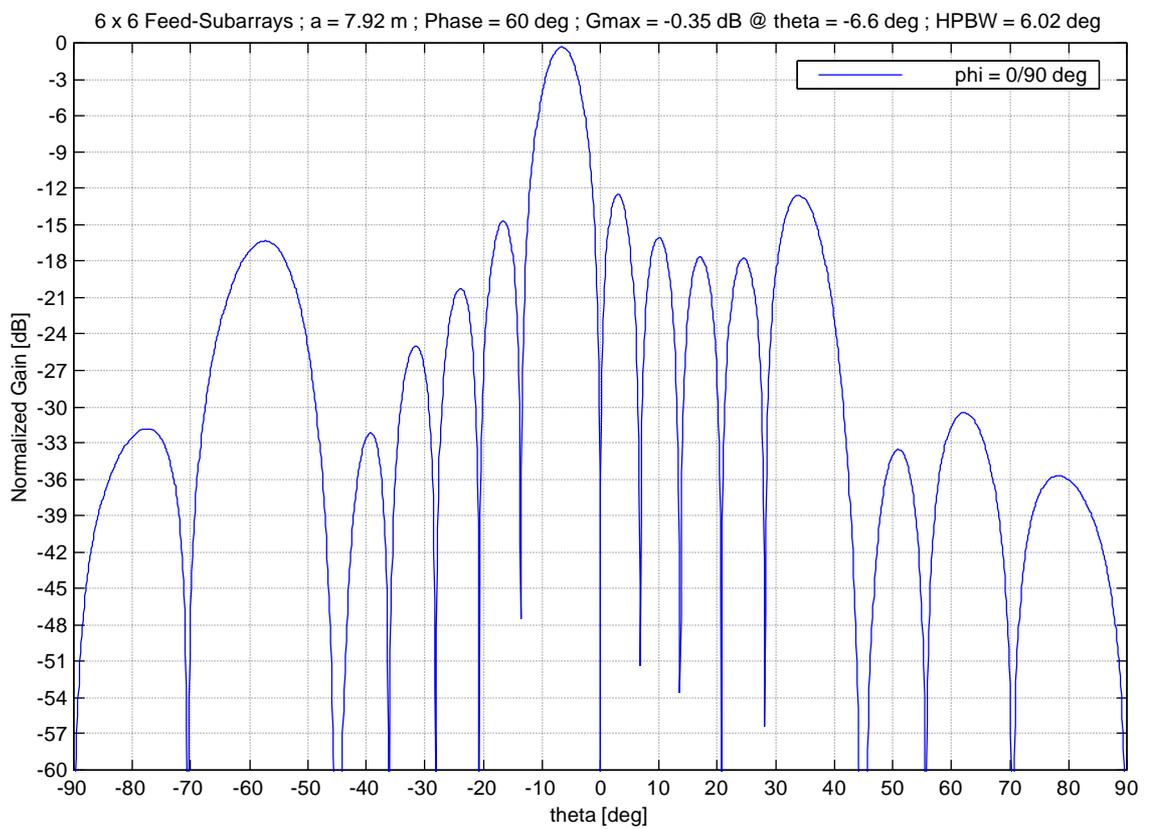
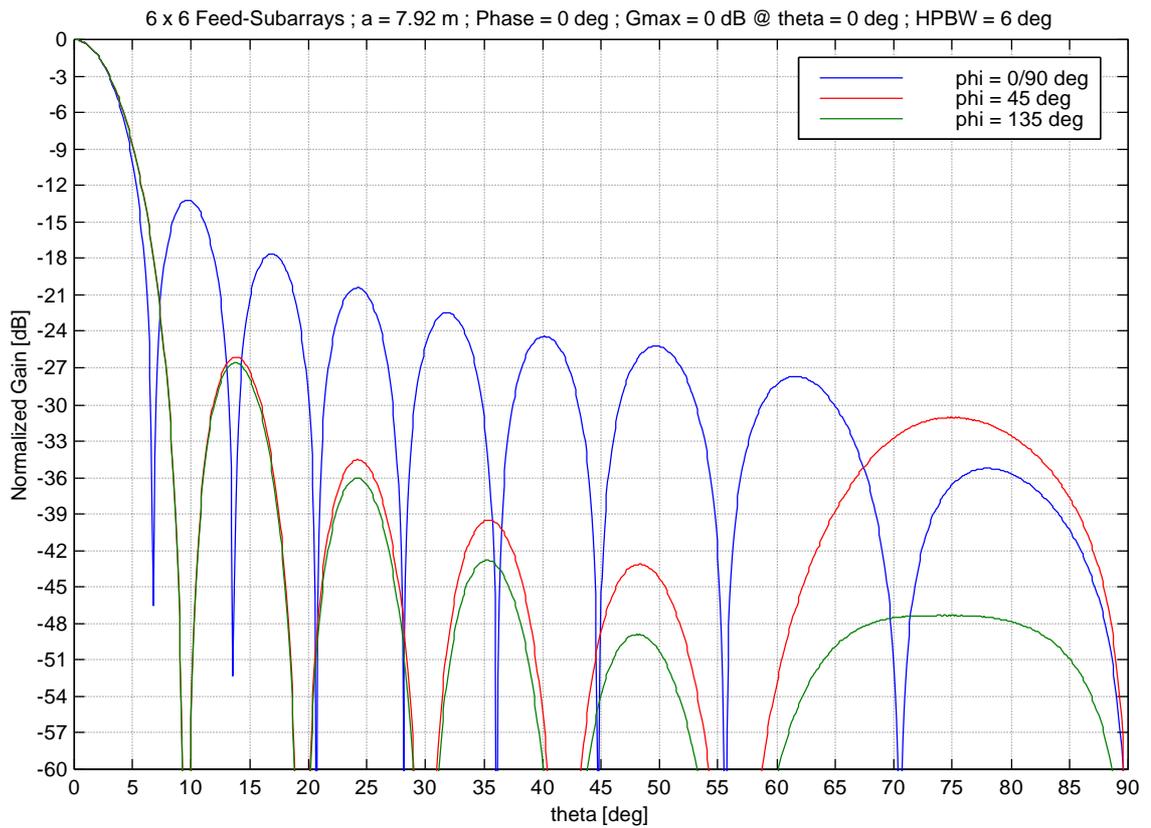
## A-2 NEC-Quellcode

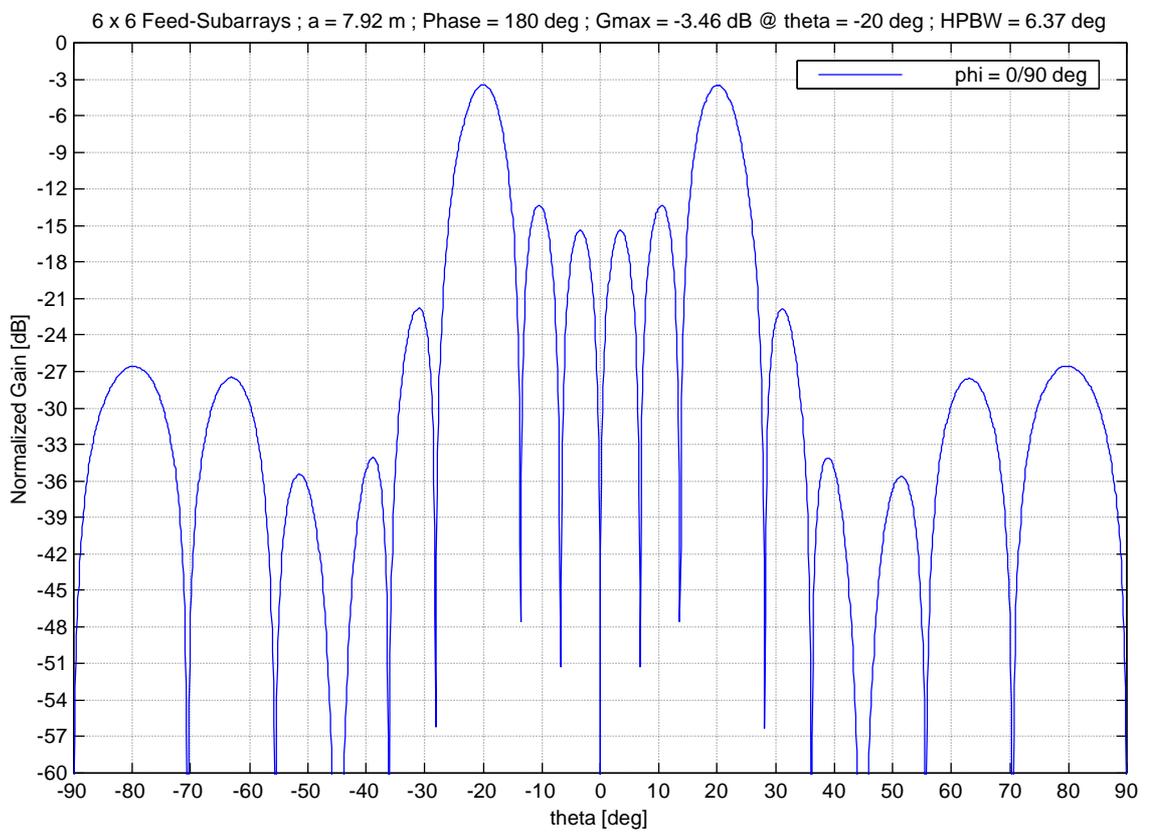
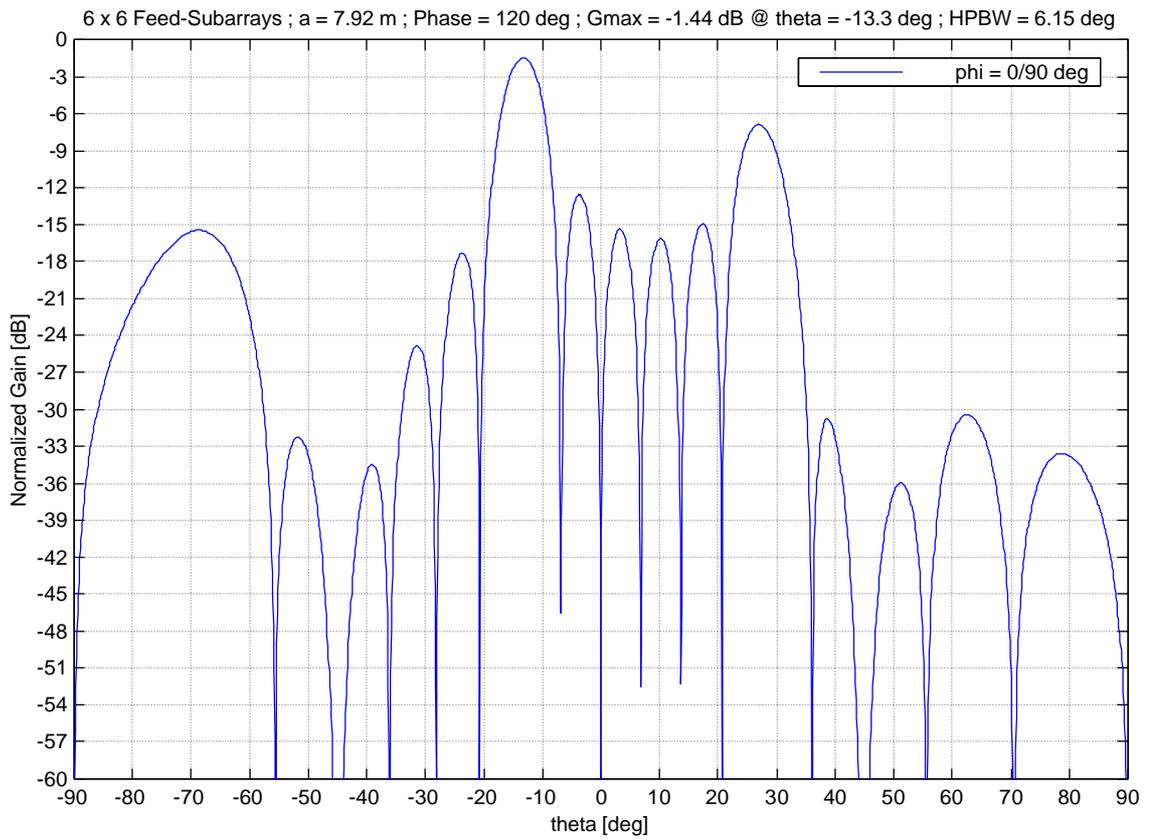
NEC Win Pro Dateneingabefenster mit dem Quellcode zur Modellierung eines Feed-Subarrays in dem für diese Arbeit gültigen Koordinatensystem im Bild (4.1).

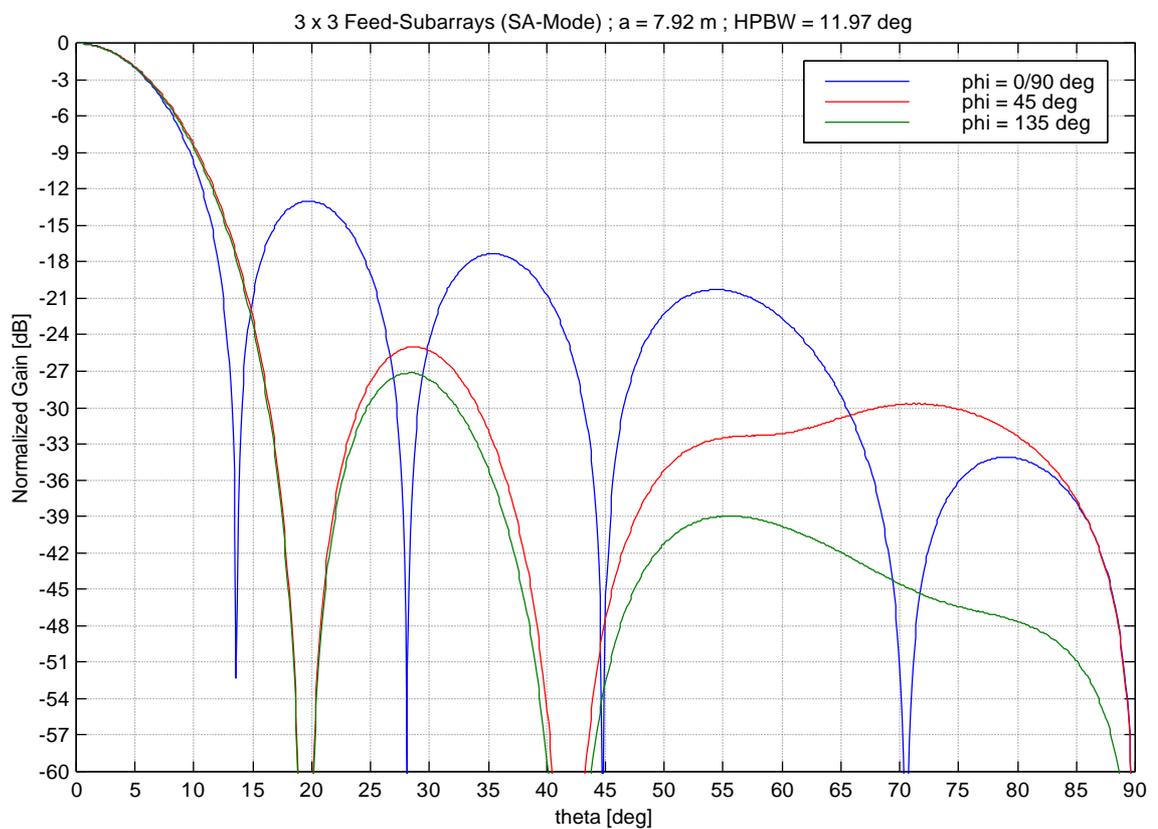
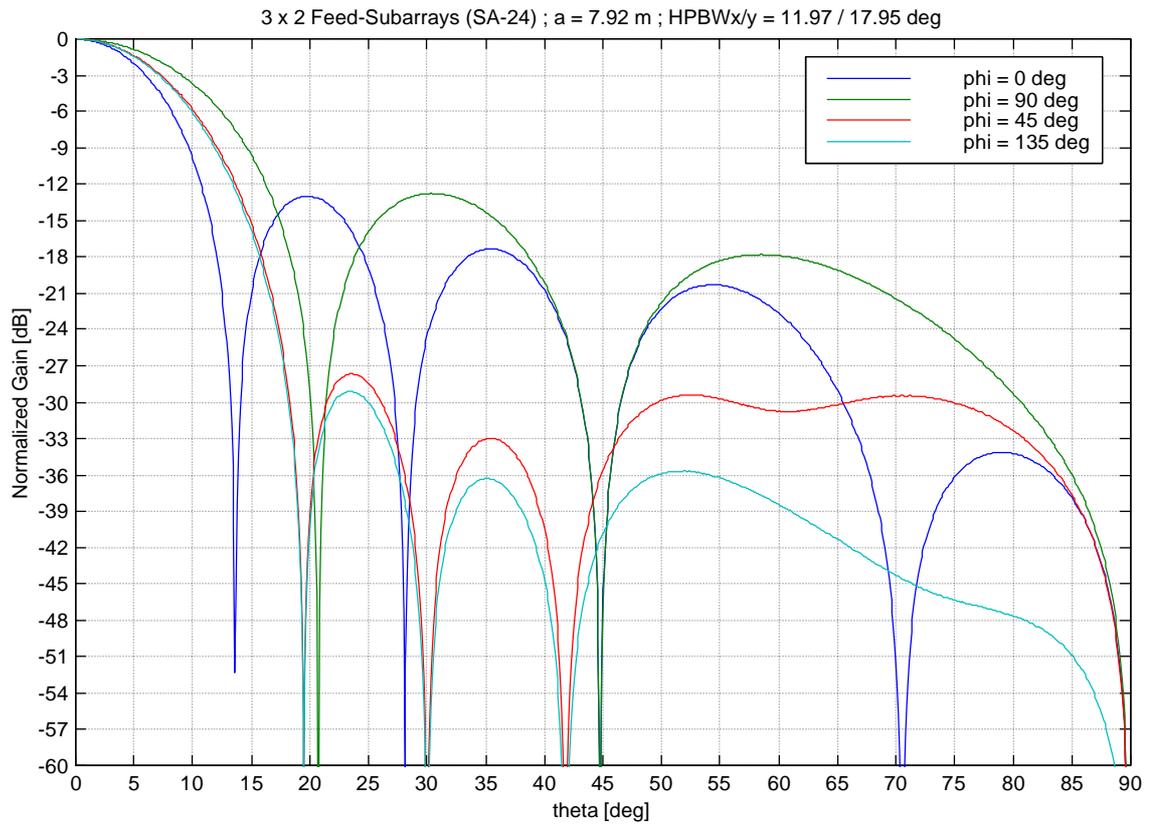


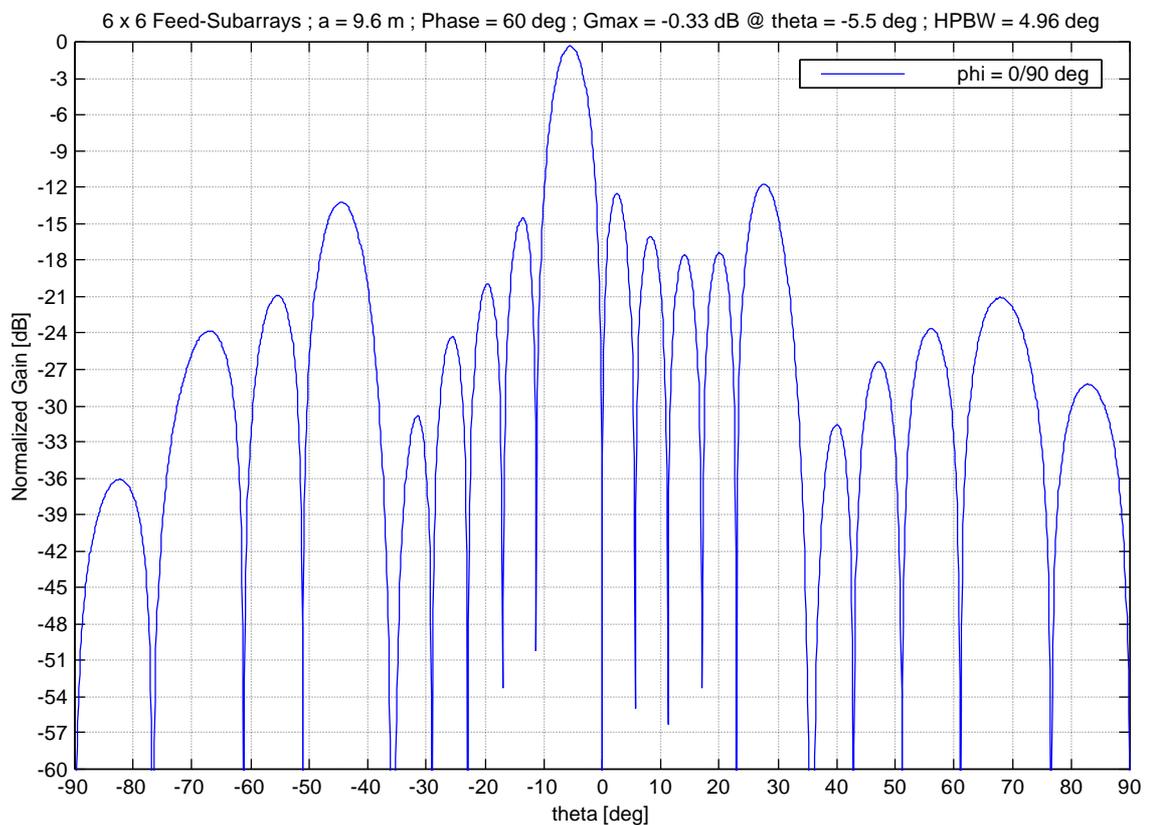
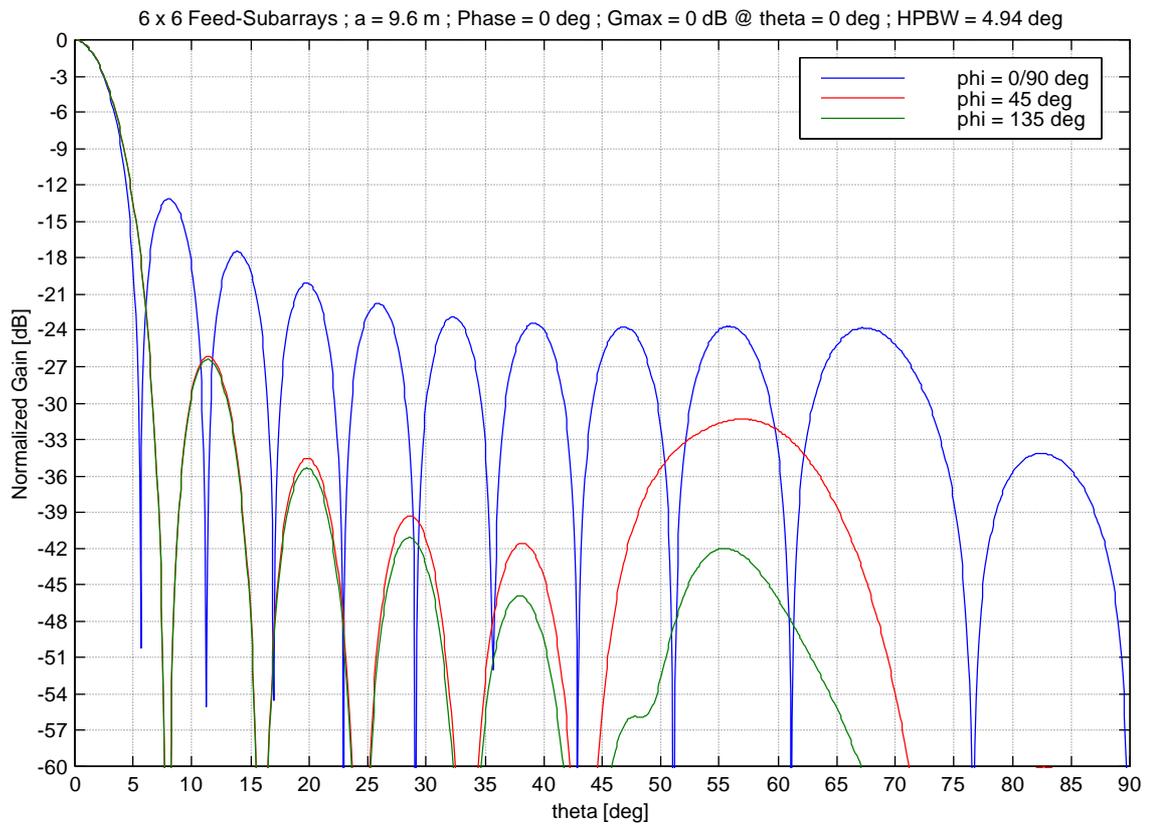
```
NEC-Win Professional - [4V2TR.NEC]
File Edit Command Options Help
[Icons]
CM 4 Yagi ohne Boom und Mast (Feed-Subarray)
CM SOURCE: h - 2.0m |
CM a = 3.9623m
CE
GA 1 2 0.025 -90 90 0.006
GM 0 0 90 0 0 1.309 0.025 0 0
GA 2 2 0.025 90 270 0.006
GM 0 0 90 0 0 -1.309 0.025 0 2.2
GW 3,8, -1.309,0,0, 1.309,0,0, 0.006
GW 4,7, -1.309,0,05,0, 1.309,0,05,0, 0.006
GW 5,8, -1.600,0,-0.98, 1.600,0,-0.98, 0.006
GW 6,6, -1.215,0,0.285, 1.215,0,0.285, 0.006
GW 7,6, -1.200,0,1.090, 1.200,0,1.090, 0.006
GM 0 0 0 0 135 0 0 2 0
GM 10 1 0 0 0 3.9623 0 0 0
GM 20 1 0 0 0 0 3.9623 0 0
GS 0 0 1
GE 1
GN 0 0 0 0 10 .002
FR 0 0 0 0 53.5 0
EK -1
EX 0 4 4 00 1.0 0.0
EX 0 14 4 00 1.0 0.0
EX 0 24 4 00 1.0 0.0
EX 0 34 4 00 1.0 0.0
PT -1
RP 0 181 4 1000 -90 0 1 45
EM
```

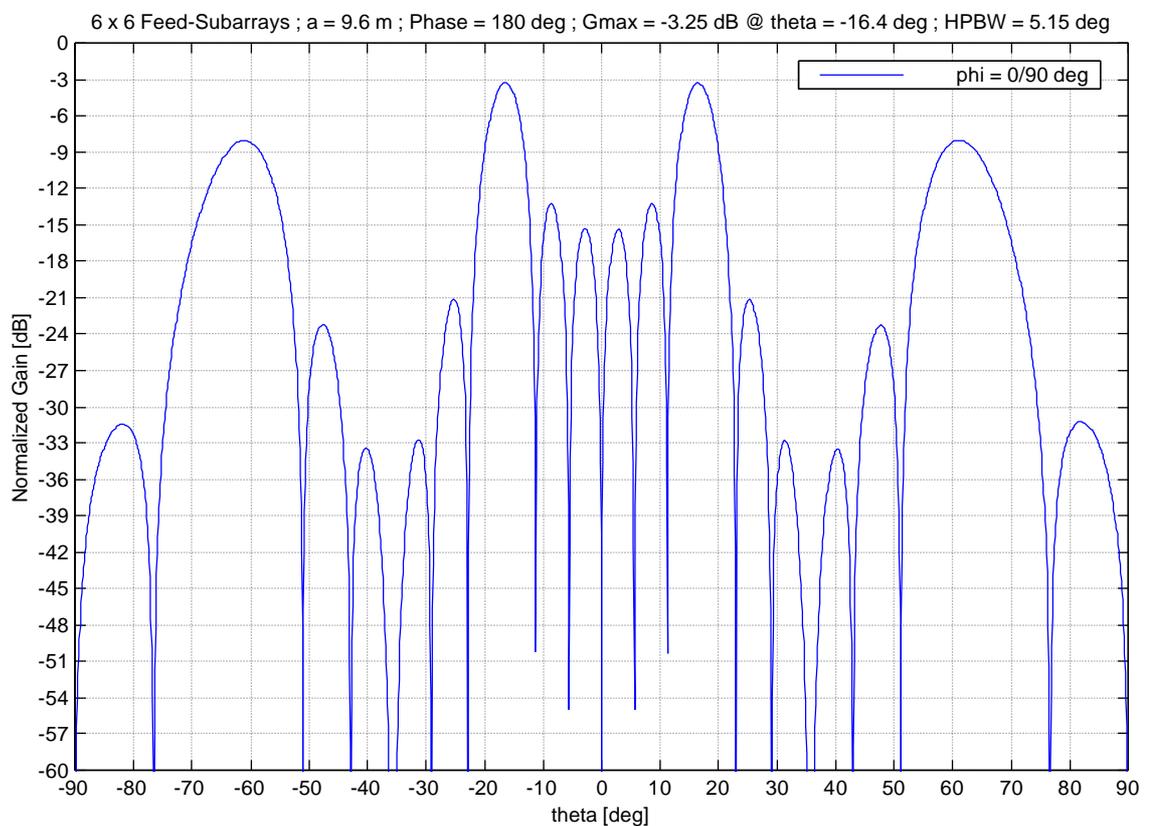
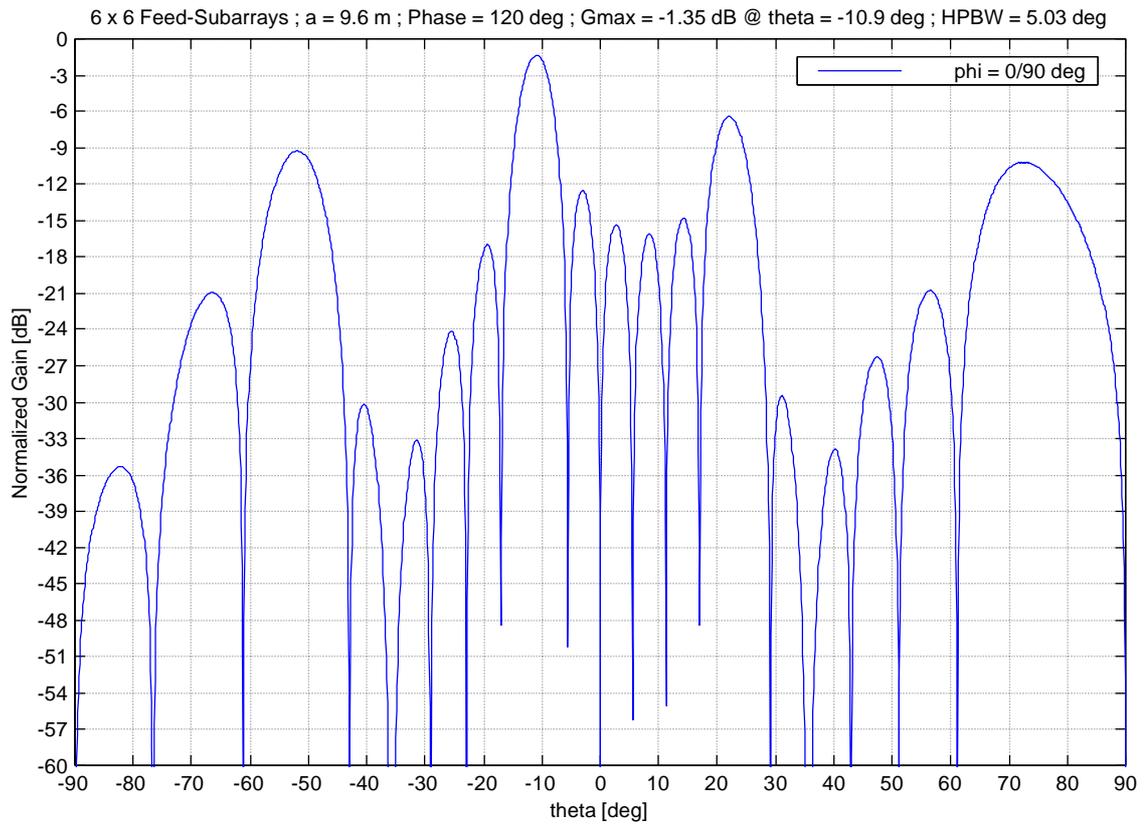


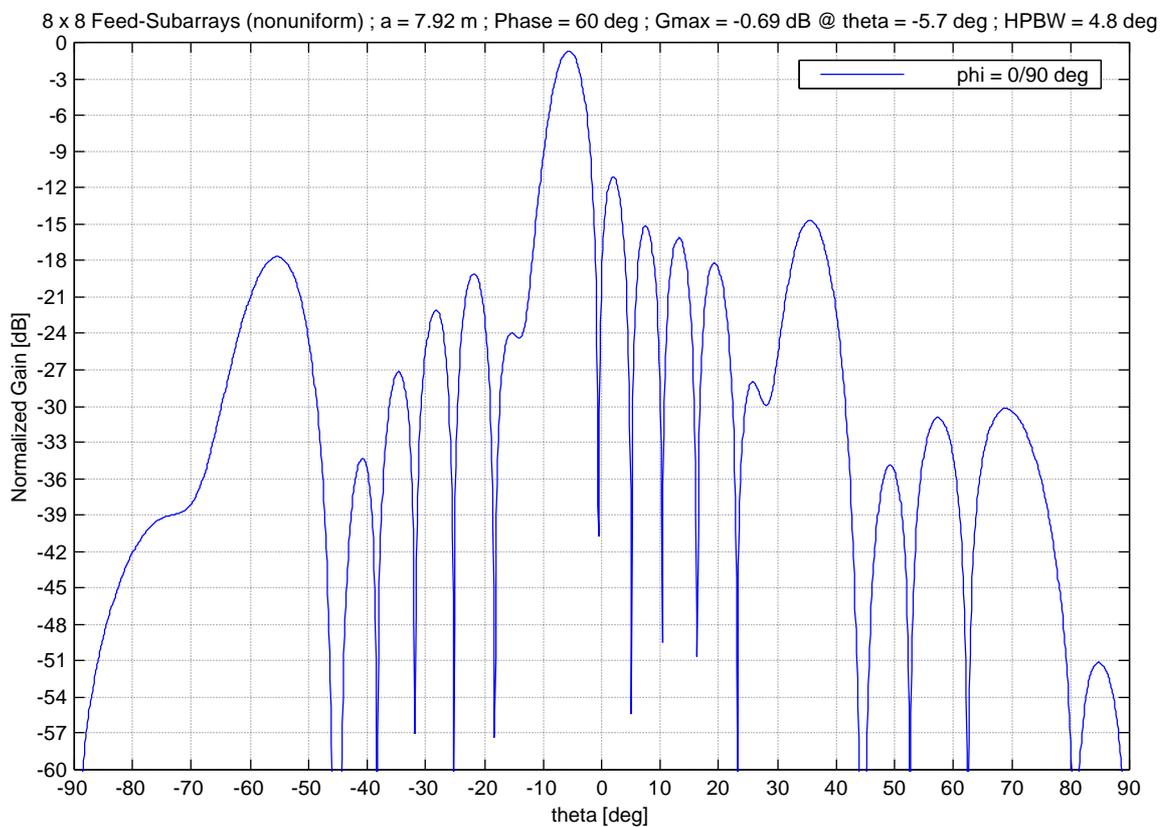
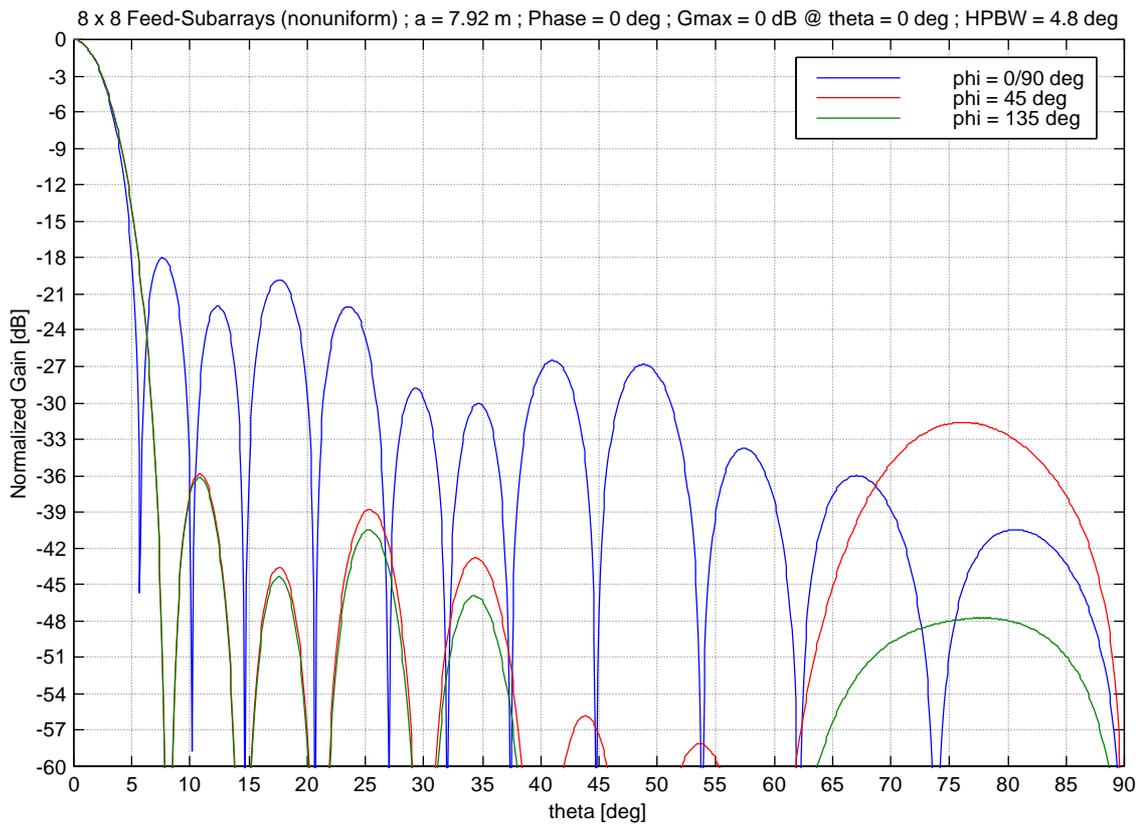


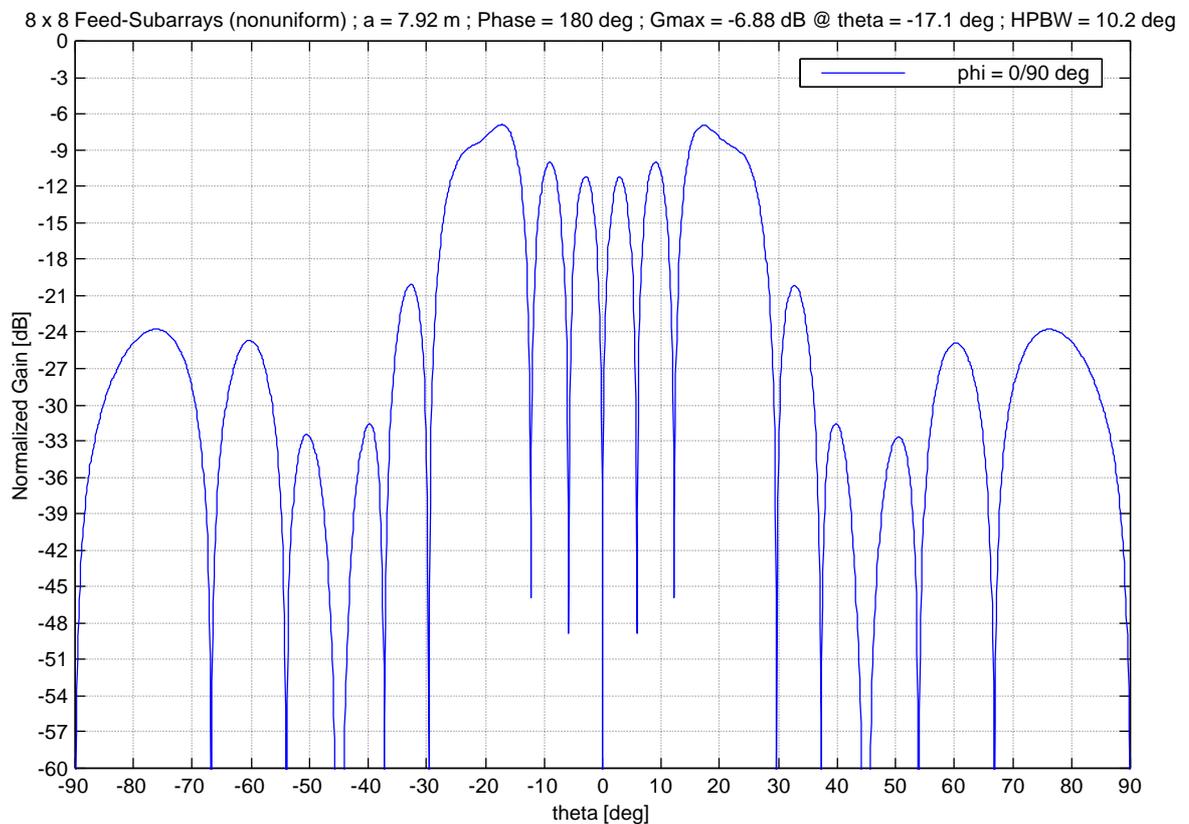
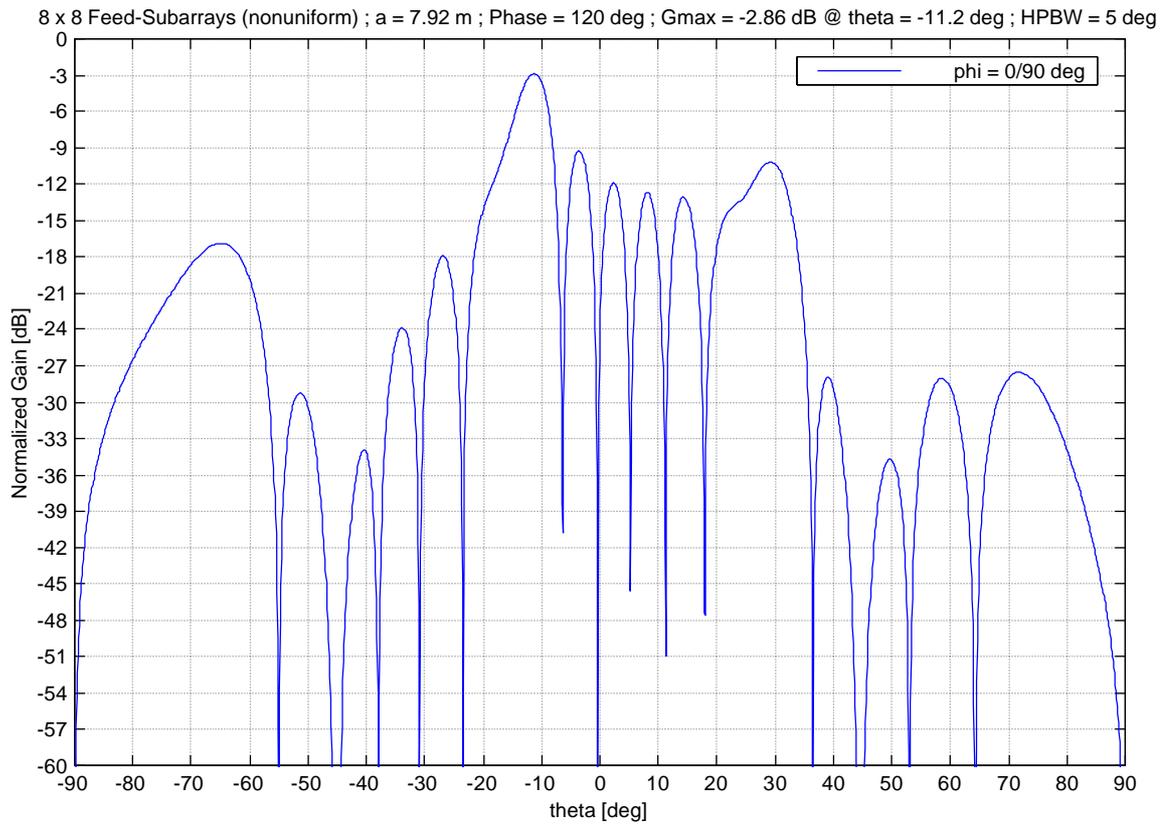


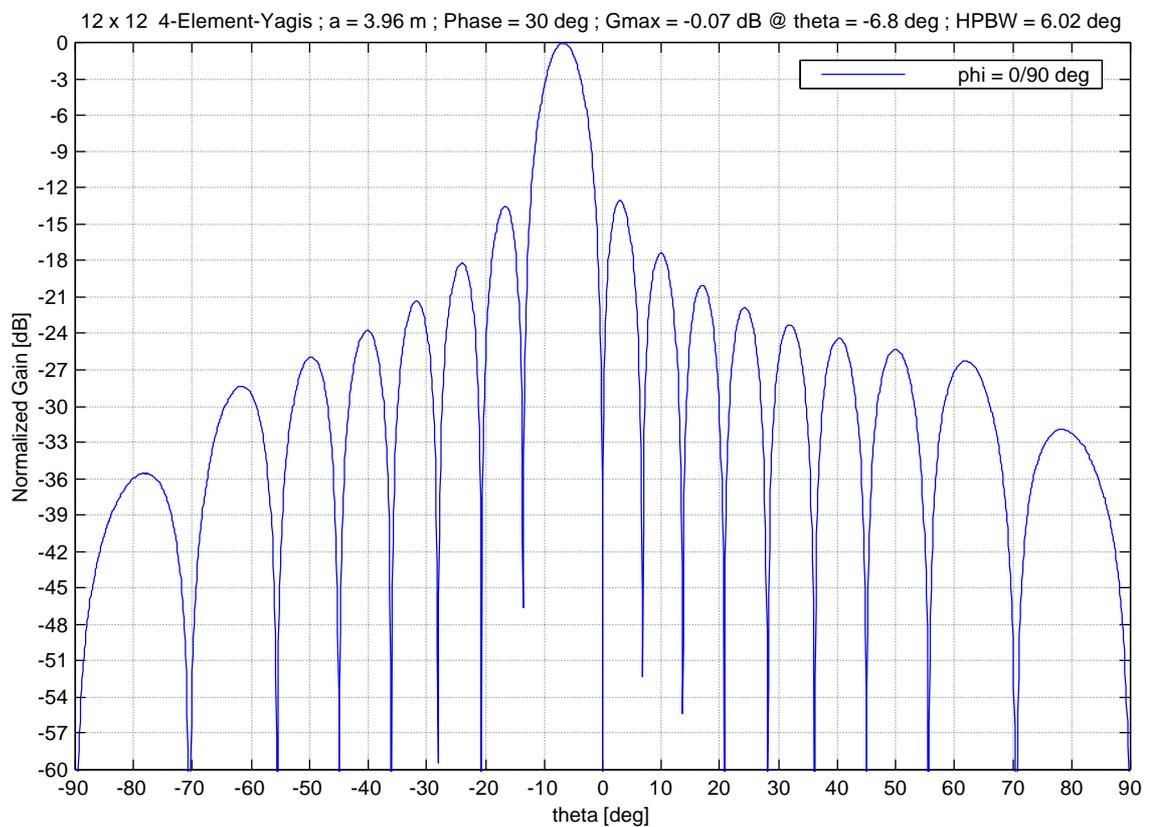
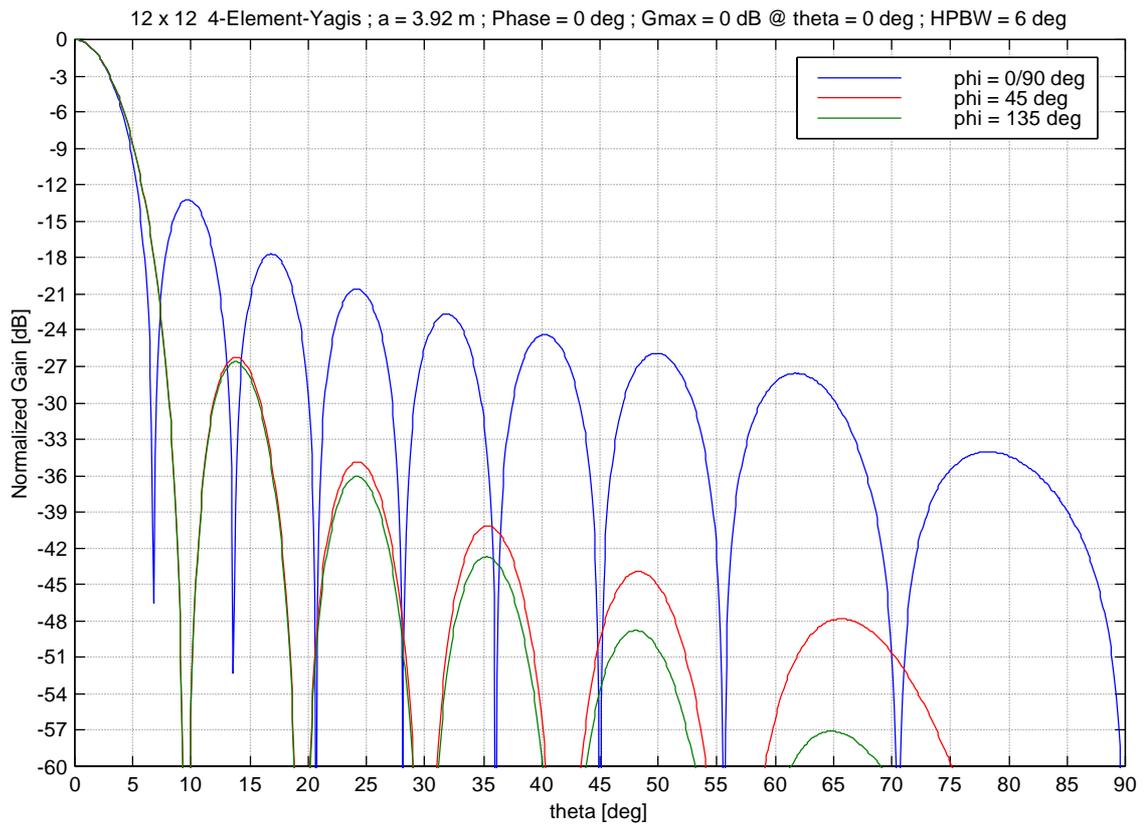


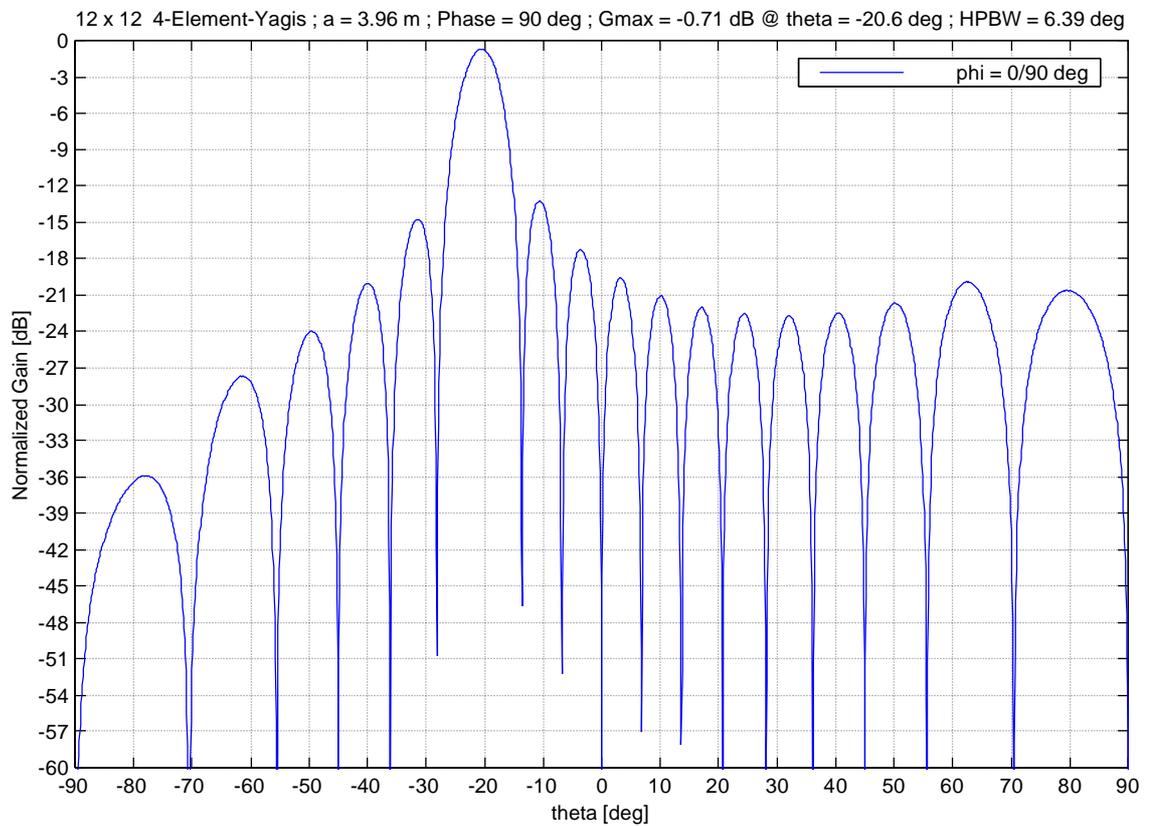
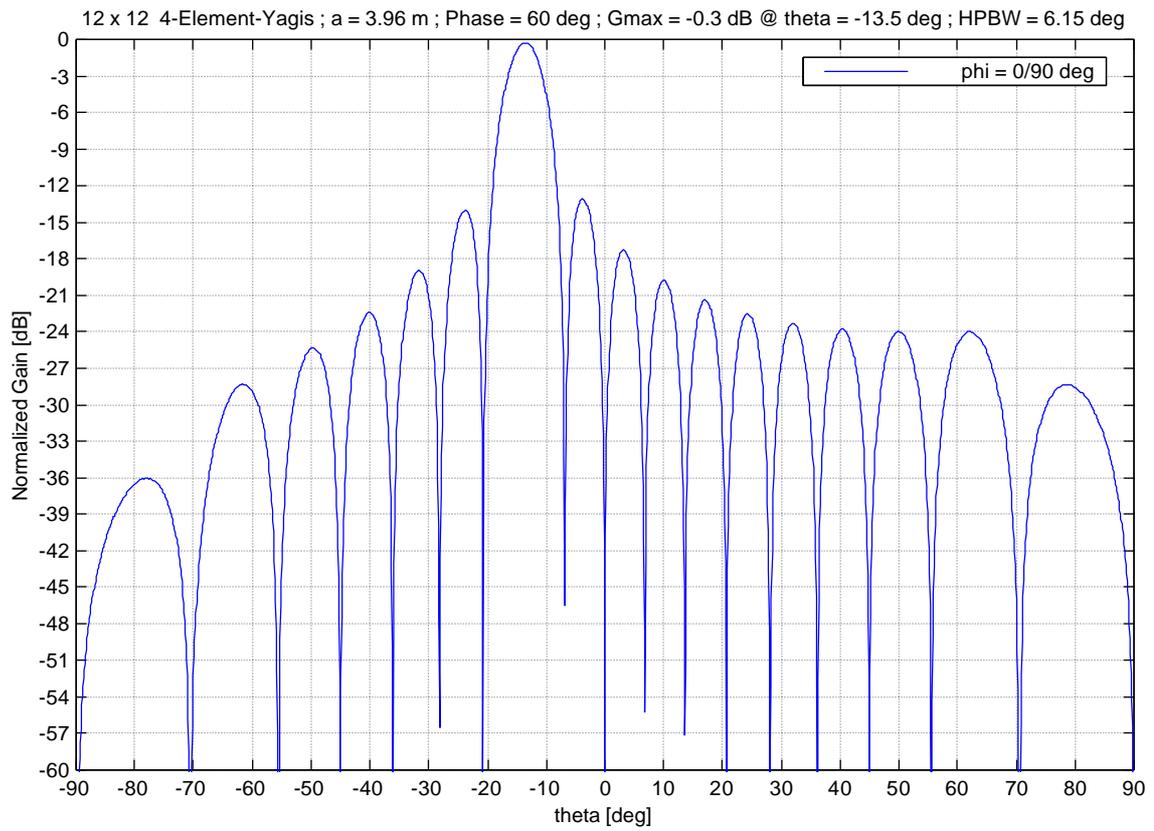


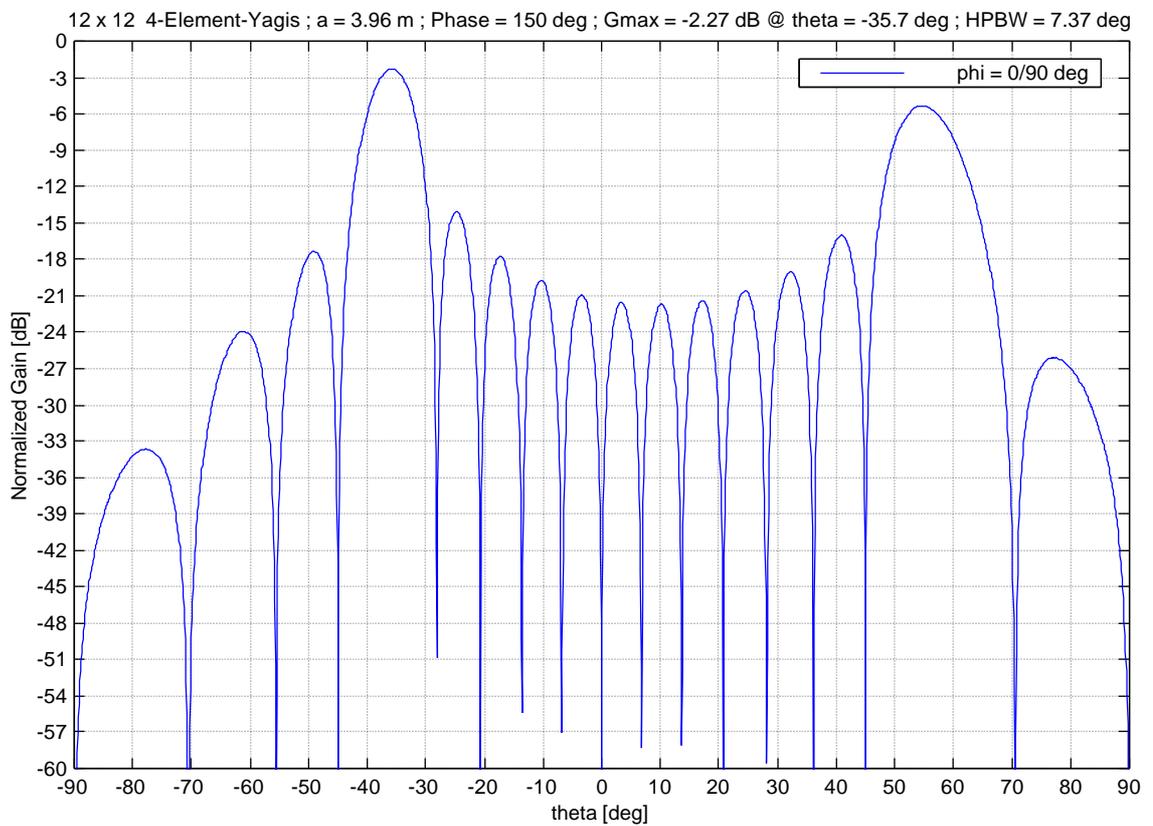
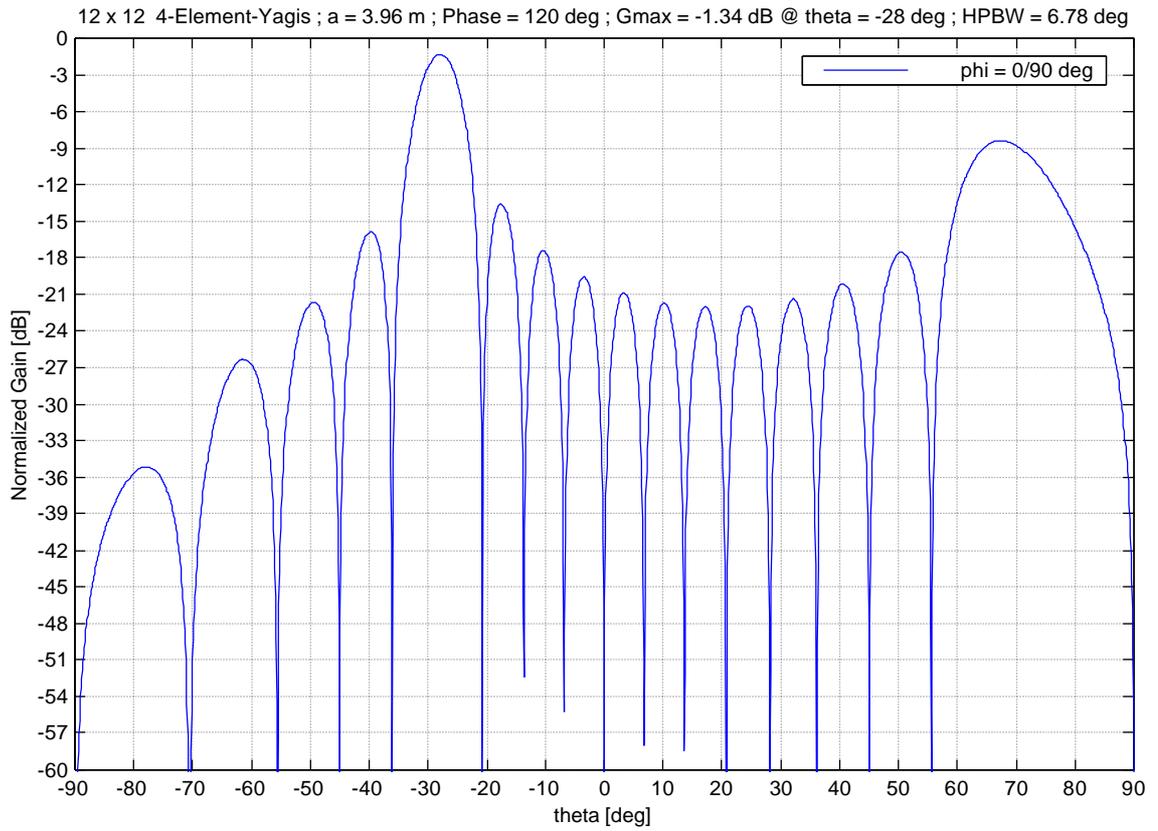


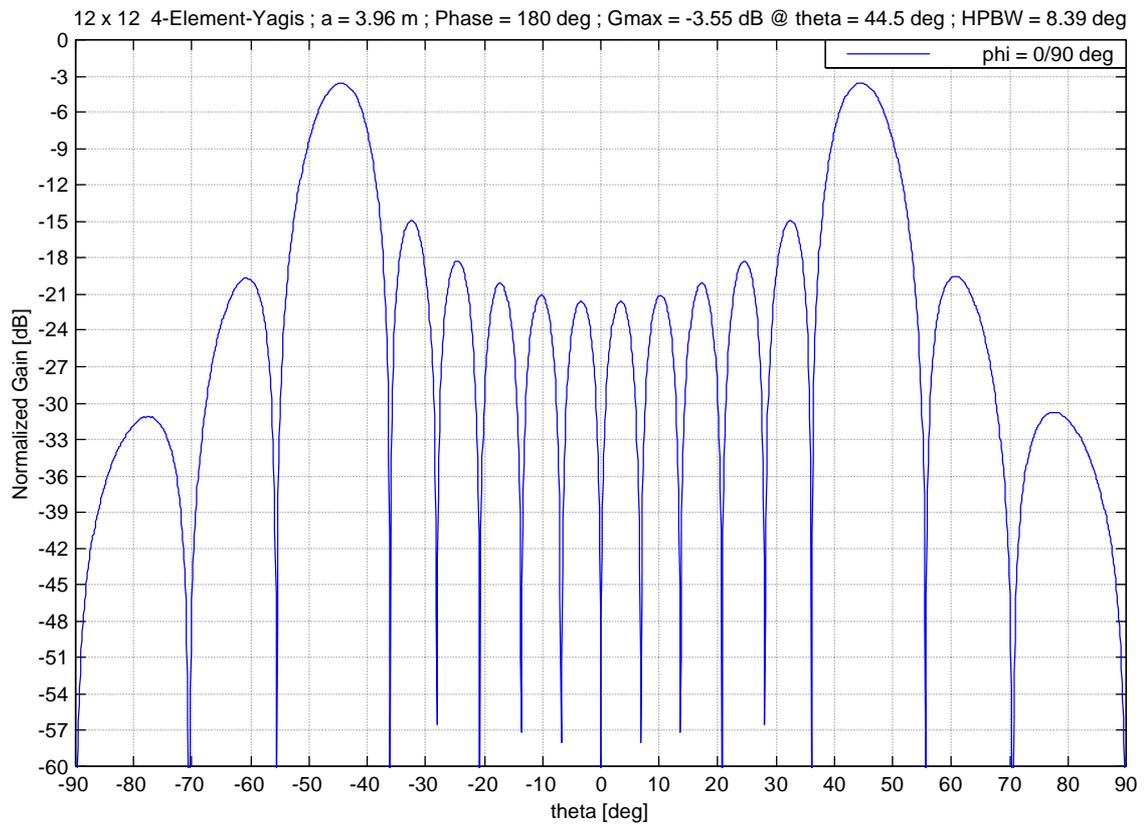








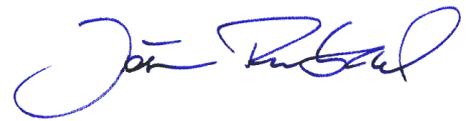




## Erklärung

Ich erkläre, diese Arbeit selbständig angefertigt und die benutzten Unterlagen vollständig angegeben zu haben.

Rostock, 30.11.98

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Jan Rübner', written in a cursive style.