

Entwurf und Aufbau eines digitalen und optischen Strahlformers zur Phasen- und Amplitudenstellung bei Gruppenantennen

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Hayattin Yilmaz
aus Çaykara/Trabzon/Türkei

Hauptberichter:	Prof. Dr.-Ing. Manfred Berroth
Mitberichter:	Prof. Dr.-Ing. Thomas Eibert
Tag der mündlichen Prüfung:	10.11.2008

Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik
der Universität Stuttgart

Berichte aus der Hochfrequenztechnik

Hayattin Yilmaz

**Entwurf und Aufbau eines digitalen und optischen
Strahlformers zur Phasen- und Amplitudenstellung
bei Gruppenantennen**

D 93 (Diss. Universität Stuttgart)

Shaker Verlag
Aachen 2009

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2008

Copyright Shaker Verlag 2009

Alle Rechte, auch das des auszugsweisen Nachdruckes, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe, der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und der Übersetzung, vorbehalten.

Printed in Germany.

ISBN 978-3-8322-8027-7

ISSN 0945-0793

Shaker Verlag GmbH • Postfach 101818 • 52018 Aachen

Telefon: 02407 / 95 96 - 0 • Telefax: 02407 / 95 96 - 9

Internet: www.shaker.de • E-Mail: info@shaker.de

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis.....	I
Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen.....	III
Abstract	XXIII
1 Einleitung	1
2 Grundlagen der Antennen und Gruppenantennen.....	3
2.1 Theorie.....	3
2.1.1 Maxwell'sche Gleichungen, Wellengleichung und Randbedingungen.....	3
2.1.2 Die Vektorpotentiale (\vec{F}, \vec{A}) und die elektrischen und magnetischen Felder (\vec{E}, \vec{H})	6
2.1.3 Die Feldbereiche einer Antenne.....	8
2.2 Die Kenngrößen einer Antenne.....	10
2.3 Die phasengesteuerten Gruppenantennen	13
2.3.1 Mathematische Beschreibung der phasengesteuerten Gruppenantennen.....	14
2.3.2 Lineare Gruppenantenne auf einer Achse	16
3 Die digitale Strahlformung.....	21
3.1 Synthese des Antennensystems.....	22
3.1.1 Die 1 x 4 WiMAX-Gruppenantenne	23
3.1.2 Bedämpfung der ersten Nebeneulen um mehr als 20 dB	25
3.1.3 Nullstellengenerierung im Antennendiagramm zur gezielten Ausblendung von Störern	35
3.2 Aufbau des digitalen Strahlformers.....	39
3.2.1 Das Oberflächenprogramm	40
3.2.2 Der digitale Frequenzsynthese-Baustein (engl. Direct Digital Synthesizer, DDS).....	41
3.2.3 Der Analogpfad	44
3.2.4 Der Gesamtaufbau des Strahlformers.....	46
3.3 Die Antennenmessungen.....	48
4 Die optische Strahlformung.....	55
4.1 Polymerdispergierte Flüssigkristalle (PDLC)	59
4.1.1 Die Emulsionstechnik	59
4.1.2 Die Phasentrennung.....	60
4.2 PDLC-Zellenherstellung am Institut für Elektrische und Optische Nachrichtentechnik (INT)	61
4.3 Das Funktionsprinzip der Dämpfungsglieder.....	66
4.4 Analytische Beschreibung des Dämpfungsverhaltens	68
4.5 Charakterisierung der Dämpfungsglieder	73
4.6 Phasenschieber auf Flüssigkristallbasis.....	80

4.6.1	Theorie.....	80
4.6.2	Struktur des Flüssigkristallphasenschiebers.....	81
4.6.3	Die Phasenmessung.....	85
4.7	Die Mikrostreifenleiterantennen.....	90
4.7.1	Speisung der Mikrostreifenleiterantennen.....	90
4.7.2	Die direkt gespeiste Mikrostreifenleiterantenne.....	92
4.8	Optisch gespeiste Mikrostreifenleiterantennen.....	96
4.8.1	Aufbau der elektrisch gespeisten aperturgekoppelten Mikrostreifenleiterantenne.....	101
4.8.2	Die Photodiode (PD).....	104
4.8.3	Der Verstärker.....	106
4.8.4	Gesamtaufbau bestehend aus der Photodiode, dem Verstärker und den Transformationsschaltungen.....	111
4.9	Strahlschwenkung mit dem optischen Strahlformer und der 1 x 2 Gruppenantenne.....	116
5	Zusammenfassung.....	121
	Literaturverzeichnis.....	127
	Danksagung.....	135
	Lebenslauf.....	137

Verzeichnis der Formelzeichen und Abkürzungen

Abkürzungen

<i>Symbol</i>	<i>Erklärung</i>
AC	Wechselstrom (engl. <i>Alternating Current</i>)
ADA	Theorie zur Berechnung der Streuquerschnittsfläche eines Flüssigkristalltröpfchens (engl. <i>Anomalous Diffraction Approach</i>)
ADS-Momentum	<i>Advanced Design System</i> Momentum von Agilent Technologies, Feldberechnungssoftware
AD9954	Digitaler Frequenzsynthese-Baustein von Analog Devices
ASCII	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
ASF	Amplitudenwort (engl. <i>Amplitude Scaling Factor</i>)
BNC	BNC-Steckverbinder, benannt nach den Erfindern, <i>Bayonet-Neill-Concelman</i>
BSC	Basisstationssteuereinheit (engl. <i>Base Station Controller</i>)
BST	Mobilfunksendeanlage (engl. <i>Base Station Transceiver</i>)
Co-Polarisation	Nutzpolarisation, Kopolarisation
cw	Elektromagnetische Welle mit konstanter Amplitude und Frequenz (engl. <i>Continuous Wave</i>)
D / A-Wandler	Digital / Analog-Wandler (engl. <i>Digital-to-Analogue Converter</i>)
DBF	Digitale Strahlformung (engl. <i>Digital Beamforming</i>)
dB	<i>Dezibel</i>
dBi	Gewinn, bezogen auf den isotropen Kugelstrahler
dBm	Leistung bezogen auf $1 \text{ mW} = 10^{-3} \text{ W}$
DC	Gleichstrom (engl. <i>Direct Current</i>)
DDS	Digitaler Frequenzsynthese-Baustein (engl. <i>Direct Digital Synthesizer</i>)

DSL	Digitale Teilnehmeranschlussleitung (engl. <i>D</i> igital <i>S</i> ubscriber <i>L</i> ine)
DSP	Digitale Signalverarbeitung (engl. <i>D</i> igital <i>S</i> ignal <i>P</i> rocessing)
DSW	<i>D</i> igitaler <i>S</i> tellwert
DUT	Mess- oder Prüfobjekt (engl. <i>D</i> evice <i>U</i> nder <i>T</i> est)
E-Ebene	Ebene, die den elektrischen Feldvektor und die Hauptstrahlrichtung enthält
E-Feld	<i>E</i> lektrisches Feld
E _{co}	Kopolarisation bzw. Nutzpolarisation des E-Feldes
E _x	Kreuzpolarisation des E-Feldes
EAM	Elektroabsorptionsmodulator (engl. <i>E</i> lectro <i>a</i> bsorption <i>M</i> odulator)
EDFA	Mit Erbiumatomen dotierter Faserverstärker (engl. <i>E</i> rbium <i>D</i> oped <i>F</i> ibre <i>A</i> mplifier)
ESPRIT	Algorithmus zur Ortung von Funkteilnehmern (engl. <i>E</i> stimation of <i>S</i> ignal <i>P</i> arameters via <i>R</i> otational <i>I</i> nvariance <i>T</i> echnique)
FC / PC	Lichtwellenleiter Steckertyp, Stirnflächenkontakt (engl. <i>P</i> hysical <i>C</i> ontact)
FEKO	<i>F</i> eldberechnung bei <i>K</i> örpern mit beliebiger <i>O</i> berfläche, Feldberechnungssoftware
FP-Laser	<i>F</i> abry- <i>P</i> érot-Laser
FTW	Frequenzwort (engl. <i>F</i> requency <i>T</i> uning <i>W</i> ord)
FWHM	Halbwertsbreite, 3-dB-Breite (engl. <i>F</i> ull <i>W</i> idth at <i>H</i> alf <i>M</i> aximum)
GC	<i>G</i> ruppencharakteristik
GC _{Phase}	<i>G</i> ruppencharakteristik bei Phasenstellung
GC _{TTD}	<i>G</i> ruppencharakteristik bei Echtzeitverzögerung
GND	Masse (engl. <i>G</i> round)
GPIB	<i>G</i> eneral <i>P</i> urpose <i>I</i> nterface <i>B</i> us, auch genannt <i>G</i> eneral <i>P</i> urpose <i>I</i> nstrumentation <i>B</i> us
GSM	Mobilfunkstandard (engl. <i>G</i> lobal <i>S</i> ystem for <i>M</i> obile <i>C</i> ommunications)
GUI	Graphische Benutzeroberfläche (engl. <i>G</i> rafical <i>U</i> ser <i>I</i> nterface)

H-Ebene	Ebene, die den magnetischen Feldvektor und die Hauptstrahlrichtung enthält
H-Feld	Magnetisches Feld
HF	<i>Hoch</i> frequenz
I	<i>In</i> phase-Komponente des IQ-Signals
IEEE	Berufsverband von Ingenieuren aus den Bereichen Elektrotechnik und Informatik (engl. <i>In</i> stitute of <i>E</i> lectrical and <i>E</i> lectronics <i>E</i> ngineers)
IEEE 802.16	Funkstandard für WiMAX
IF	Zwischenfrequenz (engl. <i>I</i> ntermediate <i>F</i> requency)
IHF	<i>In</i> stitut für <i>Hoch</i> frequenztechnik der Universität Stuttgart
IHQ	<i>In</i> stitut für <i>Hoch</i> frequenztechnik und <i>Q</i> uantenelektronik der Universität Karlsruhe
InGaAs	Chemische Formel für Indium-Gallium-Arsenid, Halbleitermaterial für Photodioden (engl. <i>I</i> ndium <i>G</i> allium <i>A</i> rsenide)
INT	<i>In</i> stitut für Elektrische und Optische <i>N</i> achrichtentechnik der Universität Stuttgart
ITO	Chemische Formel für Indium-Zinn-Oxid (engl. <i>I</i> ndium- <i>T</i> inn- <i>O</i> xide)
LabView	<i>L</i> aboratory <i>V</i> irtual <i>I</i> nstrument <i>E</i> ngineering <i>W</i> orkbench, Graphische Programmiersprache von National Instrument
LC	Flüssigkristall (engl. <i>L</i> iquid <i>C</i> ystal)
LCPC	Andere Bezeichnung für dispergierendes Flüssigkristallsystem (engl. <i>L</i> iquid <i>C</i> ystal <i>P</i> olymer <i>C</i> omposite)
LCPS	Phasenschieber auf Flüssigkristallbasis (engl. <i>L</i> iquid <i>C</i> ystal <i>P</i> hase <i>S</i> hifter)
LD	Laserdiode (engl. <i>L</i> aser <i>D</i> iode)
LfB	<i>L</i> abor für <i>B</i> ildschirmtechnik der Universität Stuttgart
LNA	Rauscharmer Verstärker (engl. <i>L</i> ow <i>N</i> oise <i>A</i> mplifier)
LO	Trägersignal (engl. <i>L</i> ocal <i>O</i> scillator)
MMIC	Integrierte Mikrowellenschaltung (engl. <i>M</i> onolithic <i>M</i> icrowave <i>I</i> ntegrated <i>C</i> ircuit)

MS	Mobiltelefon (engl. <i>Mobile Station</i>)
MTA	Großsignalmesssystem zur Charakterisierung von Mikrowellenbauelementen und -schaltkreisen (engl. <i>Microwave Transition Analyser</i>)
MUSIC	Algorithmus zur Richtungsschätzung (engl. <i>Multiple Signal Classification</i>)
MVM	Minimale Varianz-Methode (engl. <i>Minimum Variance Distortionless Response</i>)
MZM	Mach-Zehnder-Modulator (engl. <i>Mach-Zehnder Modulator</i>)
O / E	<i>Opto-Elektrische</i> Wandlung
N-Stecker	Steckertyp, benannt nach Paul Neill aus den Bell Labs
NCAP	Andere Bezeichnung für dispergierendes Flüssigkristallsystem (engl. <i>Nematic Curvilinear Aligned Phase</i>)
NWA	Netzwerkanalysator (engl. <i>Network Analyser</i>)
PAA	Phasengesteuerte Gruppenantennen (engl. <i>Phased Array Antennas</i>)
PAN	Flüssigkristalltyp, parallel orientiert nematisch (engl. <i>Parallel Aligned Nematic</i>)
PC	Rechner (engl. <i>Personal Computer</i>)
PD	Photodiode (engl. <i>Photo Diode</i>)
PDL	Polarisationsabhängige Verluste (engl. <i>Polarisation Dependent Loss</i>)
PDLC	Polymerdispergierter Flüssigkristall (engl. <i>Polymer Dispersed Liquid Crystal</i>)
PIPS	Polymerisationsinduzierte Phasenseparation (engl. <i>Polymerization-Induced Phase Separation</i>)
PLL	Phasenregelkreis (engl. <i>Phase Locked Loop</i>)
PN 393	Polymerkomponente des polymerdispergierten Flüssigkristalls
PNLC	Andere Bezeichnung für dispergierendes Flüssigkristallsystem (engl. <i>Polymer Network Liquid Crystal</i>)
PM	Leistungsmessgerät (engl. <i>Power Meter</i>)
POW	Phasenwort (engl. <i>Phase Offset Word</i>)
Q	<i>Quadraturkomponente</i> des IQ-Basisbandsignals

Radar	Bezeichnung für verschiedene Erkennungs- und Ortungsverfahren und Geräte auf der Basis elektromagnetischer Wellen im Hochfrequenzbereich (engl. R adio D etection A nd R anging)
RF	Hochfrequenz (engl. R adio F requency)
RGAs	Rayleigh-Gans-Näherung (engl. R ayleigh- G ans- A pproximation)
ROM	Festwertspeicher (engl. R ead O nly M emory)
RS232	Serielle Kommunikationsschnittstelle am Rechner (engl. R ecom- m ended S tandard 232)
RO 4003	Substratmaterial, Herstellerbezeichnung
S-Band	Frequenzbereich zwischen 2 GHz und 4 GHz
S-Parameter	Streuparameter (engl. S cattering M atrix)
SDMA	Raummultiplexverfahren (engl. S pace D ivision M ultiple A ccess)
Sub-D	Bauform eines Steckersystems (engl. S ub m iniature D)
SIPS	Lösungsmittelinduzierte Phasenseparation (engl. S olvent- I nduced P hase S eparation)
SIRA	S istemi R adio, Firma
SiO ₂	Chemische Formel für Siliziumdioxid
SMA	Buchsentyp (engl. S ub M iniature V ersion A)
SMS	Kurznachrichtendienst (engl. S hort M essage S ervice)
SPI	S erial P eripheral I nterface-Schnittstelle
TIPS	Thermisch induzierte Phasenseparation (engl. T hermally- I nduced P hase S eparation)
TL 213	Flüssigkristallkomponente des polymerdispergierten Flüssigkristalls
TN	Flüssigkristalltyp, verdreht nematisch (engl. T wisted N ematic)
TTD	Echtzeitverzögerung (engl. T rue T ime D elay)
UV	U ltraviolette Licht der Wellenlänge von 1 nm bis 400 nm
UMTS	Mobilfunkstandard der dritten Generation (3G) (engl. U niversal M obile T elecommunication S ystem)

VAN	Flüssigkristalltyp, vertikal orientiert nematisch (engl. <i>V</i> ertically <i>A</i> ligned <i>N</i> ematic)
VOA x	Variables optisches Dämpfungsglied (engl. <i>V</i> ariable <i>O</i> ptical <i>A</i> ttenuator) mit $x = 1, 2, 3$
VSWR	Stehwellenverhältnis (engl. <i>V</i> oltage <i>S</i> tanding <i>W</i> ave <i>R</i> atio)
WLAN	Drahtloses lokales Funknetz (engl. <i>W</i> ireless <i>L</i> ocal <i>A</i> rea <i>N</i> etwork)
WiMAX	Funkstandard IEEE 802.16 (engl. <i>W</i> orldwide <i>I</i> nteroperability for <i>M</i> icrowave <i>A</i> ccess)
X-Polarisation	Kreuzpolarisation
ZnO	Chemische Formel für Zinkoxid (engl. <i>Z</i> inc <i>O</i> xide)
μ C	Mikrocontroller (engl. <i>M</i> icrocontroller)
68HC908GP32	Mikrocontroller von Motorola

Lateinische Formelzeichen

<i>Symbol</i>	<i>Einheit</i>	<i>Erklärung</i>
a	m	Weite der Speiseleitung
a_i	V	Reelle Amplitude des i -ten Antennenelementes, $i = 1, 2, \dots, N$
a_i^*	V	Komplexe Amplitude des i -ten Antennenelementes, $i = 1, 2, \dots, N$
\vec{A}	V·s / m	Magnetisches Vektorpotential
A_{geom}	m ²	Geometrische Aperturfläche der Antenne
A_{max}		Normierte maximale Amplitude
A_W	m ²	Antennenwirkfläche
A_{res}	V	Resultierende Amplitude des elektrischen Signals
A_i	V	Amplitude des i -ten Antennenelementes, $i = 1 \dots N$
A_{DDSi}	V	Scheitelwert der Spannung am i -ten DDS-Baustein, $i = 1, 2, 3, 4$

A_{LO}	V	Scheitelwert der Trägersignalspannung
$A(\kappa)$		Zustand des Akkumulators zum Zeitpunkt κ
$A(\kappa - 1)$		Zustand des Akkumulators zum Zeitpunkt $(\kappa - 1)$
b	m	Länge der Mikrostreifenleitung zur Impedanztransformation
B	Hz	Relative Bandbreite
$B_{Theoretisch}$	Hz	Theoretische Bandbreite
$B_{Gemessen}$	Hz	Gemessene Bandbreite
\vec{B}	V·s / m ²	Magnetische Flussdichte
c	m	Breite der Mikrostreifenleitung
$\cos(x)$		Kosinusfunktion
$\cos^{-1}(x)$		Arkuskosinusfunktion
$\cosh(x)$		Kosinus Hyperbolicusfunktion
$\cosh^{-1}(x)$		Areakosinus Hyperbolicusfunktion
$C(\vartheta, \varphi)$		Richtcharakteristik einer Antenne
d	m	Abstand der Glasfaserkabel voneinander
d	m	Abstand der Antennenelemente untereinander
dV'	m ³	Volumenelement
D_A	m	Größte Abmessung der Antenne
D_1	m	Abstand der UV-Lampe während der Polymerisation
D_2	m	Abstand der UV-Lampe für das Nachbelichten
\vec{D}	A·s / m ²	Elektrische Flussdichte
D_i		Richtfaktor der Antenne bezogen auf den isotropen Kugelstrahler
$\exp(x)$		Exponentialfunktion
\vec{E}	V / m	Elektrische Feldstärke

\vec{E}_A	V / m	Elektrische Feldstärke aufgrund des magnetischen Vektorpotentials
\vec{E}_F	V / m	Elektrische Feldstärke aufgrund des elektrischen Vektorpotentials
\vec{E}_d	V / m	Differenz der Tangentialkomponenten der elektrischen Felder an der Oberfläche
f	Hz	Betriebsfrequenz
f_{DDS}	Hz	Frequenz des zeitharmonischen Signals am Ausgang des Frequenzsynthese-Bausteins
f_{HF}	Hz	Frequenz des HF-Signals
f_o	Hz	Obere Frequenz, bei der noch $ \underline{S}_{11} < -10$ dB ist
f_u	Hz	Untere Frequenz, ab der $ \underline{S}_{11} < -10$ dB ist
f_m	Hz	Mittelfrequenz
f_{LO}	Hz	Frequenz der Trägersignalspannung
f_{Mod}	Hz	Modulationsfrequenz
f_s	Hz	Systemtaktfrequenz
Δf	Hz	Frequenzauflösung
Δf_1	Hz	Bandbreite des Tiefpasses
Δf_2	Hz	Bandbreite des Bandpasses
$2f_{LO} + f_{DDS}$	Hz	Mittelfrequenz des Bandpasses
Δf_{HF}	Hz	Differenzfrequenz zwischen zwei Transmissionsminima
$f(z)$		Komplexes Zählerpolynom
\vec{J}_i		Strahlungsfeld des i -ten Antennenelementes, $i = 1, 2, \dots, N$
\vec{F}	A·s / m	Elektrisches Vektorpotential
$g(z)$		Komplexes Nennerpolynom
G_i		Antennengewinn bezogen auf den isotropen Kugelstrahler

h	m	Dicke des HF-Substrates
h_{Ro}	m	Dicke des Rohacell-Substrates
h_{Ro4003}	m	Dicke des Roger-Substrates
\vec{H}	A / m	Magnetische Feldstärke
\vec{H}_d	A / m	Differenz der Tangentialkomponenten der magnetischen Felder an der Oberfläche
\vec{H}_A	A / m	Magnetische Feldstärke aufgrund des magnetischen Vektorpotentials
\vec{H}_F	A / m	Magnetische Feldstärke aufgrund des elektrischen Vektorpotentials
i		Variable, $i = \pm 1, \pm 2, \dots$
I_0	A	Betriebsstrom der Laserdiode
I_d	A	Dunkelstrom der Photodiode
I_m	A	Scheitelwert des Modulationsstromes
I_{th}	A	Schwellstrom der Laserdiode
$I_{ph}(t)$	A	Photostrom
I_{HF}	A	Dem Betriebsstrom überlagerter HF-Strom
I_{eff}	A	Effektivwert des Photostromes
I_{Laser}	A	Laserstrom
$J_m(x)$		Besselfunktion zum Index m
\vec{J}_i	A / m ²	Elektrische Volumenstromdichte
\vec{J}_s	A / m	Elektrische Oberflächenstromdichte
K		Variable
K		Konstante
\vec{k}	1 / m	Wellenvektor
k	1 / m	Betrag des Wellenvektors, Wellenzahl
L_1, L_2, L_3	m	Längen der drei Zweige im optischen Phasenschieber

L_p	m	Länge der Mikrostreifenleiterantenne
L_{Schlitz}	m	Länge des Schlitzes
L_{Spl}	m	Länge der Speiseleitung
l_{koh}	m	Kohärenzlänge
ΔL	m	Länge, um die das Feld an den gegenphasig erregten Rändern der Mikrostreifenleiterantenne austritt
Δl_{Zw}	m	Längenunterschied zwischen den Zweigen
m		Modulationsindex
m		Variable
m		Bitbreite
M		Variable
M		Anzahl der Akkumulatorzustände
\vec{M}_i	V / m ²	Magnetische Volumenstromdichte
\vec{M}_s	V / m	Magnetische Oberflächenstromdichte
\hat{n}		Normaleneinheitsvektor zur Oberfläche
n		Brechungsindex
n_{Gl}		Brechungsindex der Glasfaserkabel
n_e		Außerordentlicher Brechungsindex (engl. Extraordinary Refractive Index)
n_o		Ordentlicher Brechungsindex (engl. Ordinary Refractive Index)
n_{eff}		Effektiver Brechungsindex
n_p		Brechungsindex des Polymers
Δn		Optische Anisotropie
n_r		Relativer Brechungsindex des Streukörpers
N		Anzahl der Antennenelemente
N	1 / cm ³	Anzahl Tröpfchen pro Volumeneinheit

\vec{N}		Nematische Direktor
p		Variable, $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$
P_A	W	Der Antenne zugeführte Wirkleistung
P_E	W	Aus einem ebenen Wellenfeld der Leistungsdichte S_r entnommene Leistung
P_0	W	Statische optische Ausgangsleistung der Laserdiode
P_0	W	Optische Leistung
P_{AP}	W	Arbeitspunktabhängige Leistung am Ausgang des Modulators
$P_{\text{Elektrisch}}$	W	Elektrische Leistung am Ausgang des Verstärkers
P_S	W	Strahlungsleistung der Antenne
P_T	W	Transmittierte Leistung
P_{opt}	W	Optische Leistung am Ausgang der Laserdiode
P_{opt}	W	Optische Leistung am Ausgang des Mach-Zehnder-Modulators
\hat{P}_{opt}	W	Dynamischer Anteil der optischen Leistung am Ausgang der Laserdiode
P_V	W	Verlustleistung der Antenne
r	m	Betrag des Ortsvektors des Aufpunktes
r'	m	Betrag des Ortsvektors des Quellpunktes
R	m	Tröpfchenradius
R	m	Betragsabstand des Aufpunktes von der Quelle
R_A	Ω	Realteil der Antennenimpedanz
R_L	Ω	Lastwiderstand
R_S	Ω	Strahlungswiderstand der Antenne
R_V	Ω	Verlustwiderstand der Antenne
R_0		Verhältnis der Bedämpfung des ersten Nebenzipfels bezogen auf die Hauptstrahlrichtung

$R_{0,dB}$	dB	Nebenzipfeldämpfung
\vec{r}	m	Ortsvektor des Aufpunktes
$ \vec{r} $	m	Betrag des Ortsvektors des Aufpunktes
\vec{r}'	m	Ortsvektor des Quellpunktes
\vec{r}'_i	m	Ortsvektor des i -ten Quellpunktes, $i = 1, 2, \dots, N$
$ \vec{r} - \vec{r}'_i $	m	Abstand des i -ten Quellpunktes vom Aufpunkt
\hat{r}	m	Einheitsvektor in Richtung des Aufpunktes
\hat{r}_0	m	Einheitsvektor in Richtung \vec{r}_0
s	m	Weite der Aussparung an der Patchantenne
$S_{D/A}$		Signal am Ausgang des D / A-Wandlers
S_{DDS}		Signal am Ausgang des Tiefpassfilters
$\sin(x)$		Sinusfunktion
S	A / W	Responsivität oder Empfindlichkeit der Photodiode
$S(\omega)$		Spektrum
S_i	W / m ²	Abgestrahlte Leistungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers
S_r	W / m ²	Abgestrahlte Leistungsdichte einer Antenne
S_{rmax}	W / m ²	Abgestrahlte maximale Leistungsdichte einer Antenne
\underline{S}_{opt}		Komplexe Eingangsreflexionsfaktor der optimalen Impedanz
\underline{S}_{11}		Komplexe Eingangsreflexionsfaktor
$ \underline{S}_{11} $		Betrag des komplexen Eingangsreflexionsfaktors
$\underline{S}_{11,Ant}$		Komplexe Eingangsreflexionsfaktor der Antenne
$ \underline{S}_{11,Ant} $		Betrag des komplexen Eingangsreflexionsfaktors der Antenne
$\underline{S}_{11,Ein}$		Komplexe Eingangsreflexionsfaktor des Verstärkers
$ \underline{S}_{11,Ein} $		Betrag des komplexen Reflexionsfaktors am Eingang des Verstärkers

$\underline{S}_{11,PD}$		Komplexe Eingangsreflexionsfaktor der Photodiode
\underline{S}_{22}		Komplexe Ausgangsreflexionsfaktor
$ \underline{S}_{22} $		Betrag des komplexen Reflexionsfaktors am Ausgang
$\underline{S}_{22,Anp}$		Komplexe Reflexionsfaktor am Ausgang der Anpassschaltung
$ \underline{S}_{22,Anp} $		Betrag des komplexen Reflexionsfaktors am Ausgang der Anpassschaltung
$\underline{S}_{22,Aus}$		Komplexe Ausgangsreflexionsfaktor des Verstärkers
$ \underline{S}_{22,Aus} $		Betrag des komplexen Reflexionsfaktors am Ausgang des Verstärkers
\underline{S}_{21}		Komplexe Vorwärtstransmissionskoeffizient
$ \underline{S}_{21} $		Betrag des komplexen Vorwärtstransmissionskoeffizienten
\underline{S}_{12}		Komplexe Rückwärtstransmissionskoeffizient
$ \underline{S}_{12} $		Betrag des komplexen Rückwärtstransmissionskoeffizienten
t	s	Zeit
$\tan(x)$		Tangensfunktion
T_{norm}		Normierte Transmission
$T_m(z)$		Tschebyscheff-Polynom zum Index m
$ T_m(z) $		Betrag des Tschebyscheff-Polynoms zum Index m
u		Variable
\hat{U}	V	Scheitelwert der Modulationsspannung
$U(t)$	V	Spannung am Modulator
U_{HF}	V	Hochfrequenzmodulationsspannung
$U_M(t)$	V	Spannung am Ausgang des Mischers
$U_{BP}(t)$	V	Spannung am Ausgang des Bandpassfilters
$U_{LO}(t)$	V	Trägersignalspannung

U_{St}	V	Steuerspannung am Ausgang des PDLC-Ansteuergerätes
$U_{St, eff}$	V	Effektivwert der Steuerspannung am Ausgang des PDLC-Ansteuergerätes
U_{SS}	V	Spitze-Spitze-Spannung des Rechtecksignals am Ausgang des PDLC-Ansteuergerätes
$U_{SS, eff}$	V	Effektivwert der Spitze-Spitze-Spannung des Rechtecksignals am Ausgang des PDLC-Ansteuergerätes
$U_{DDS}(t)$	V	Spannung am Ausgang des DDS-Bausteins
$U_{Schritt}$	V	Spannung pro digitalem Schritt bzw. Stellwert
$U_{VOA 1}, \dots, U_{VOA 4}$	V	Spannung am Dämpfungsglied 1 bis 4
$U_i(t)$	V	Spannung an der i -ten Antenne, $i = 1, 2, 3, 4$
U_{π}	V	Halbwellenspannung
ΔU_{DSW}	V	Spannungsdifferenz pro digitaler Stellwert
V	m ³	Volumen
w_p	m	Weite der Mikrostreifenleiterantenne
$w_{Schlitz}$	m	Weite des Schlitzes
w_{Spl}	m	Weite der Speiseleitung
x		Reelle Zahl
x		Realteil der komplexen Zahl
X_A	Ω	Imaginärteil der Antennenimpedanz
y	m	Länge der Aussparung an der Patchantenne
y		Imaginärteil der komplexen Zahl
z		Variable
z		Reelle Zahl
$ z $		Betrag der reellen Zahl
\underline{z}		Komplexe Zahl
$ \underline{z} $		Betrag der komplexen Zahl

\underline{Z}_A	Ω	Komplexe Eingangsimpedanz einer Antenne
Z_m	Ω	Wellenwiderstand des Mediums
Z_N	Ω	Normierungswiderstand, $Z_N = 50 \Omega$
\underline{Z}_{opt}	Ω	Komplexe optimale Eingangsimpedanz
$\underline{Z}_{11,PD}$	Ω	Komplexe Impedanz der Photodiode
$\underline{z}_{11,PD}$		Auf $Z_N = 50 \Omega$ normierte komplexe Impedanz der Photodiode
$\underline{Z}_{22,Aus}$	Ω	Komplexe Impedanz am Verstärkerausgang
$\underline{Z}_{22,Anp}$	Ω	Komplexe Impedanz am Ausgang der Anpassschaltung
(x, y, z)		Koordinaten des Aufpunktes im kartesischen Koordinatensystem
(x', y', z')		Koordinaten des Quellpunktes im kartesischen Koordinatensystem
(r, ϑ, φ)		Koordinaten des Aufpunktes in Kugelkoordinaten
$(r', \vartheta', \varphi')$		Koordinaten des Quellpunktes in Kugelkoordinaten

Griechische Formelzeichen

<i>Symbol</i>	<i>Einheit</i>	<i>Erklärung</i>
α		Normierte Modulationsamplitude
α_0		Polarisationswinkel zwischen dem E-Feldvektor und der Ebene, welches durch den Wellenvektor \vec{k} und den nematischen Direktor \vec{N} aufgespannt wird
α_i	1 / m	Interne Verluste des Lasers
α_R	1 / m	Spiegelverluste des Lasers
β	1 / m	Ausbreitungskonstante
χ		Normierte Betriebsspannung
ε	A·s / (V·m)	Permittivität des Mediums

ε_r		Relative Dielektrizitätskonstante
$\varepsilon_{\text{reff}}$		Effektive relative Dielektrizitätskonstante
$\varepsilon_{ }$		Relative Dielektrizitätskonstante parallel zur Molekülachse
ε_{\perp}		Relative Dielektrizitätskonstante senkrecht zur Molekülachse
$\Delta\varepsilon$		Dielektrische Anisotropie
ϕ_e	V	Skalares elektrisches Potential
ϕ_m	A	Skalares magnetisches Potential
γ	1 / m	Extinktionskoeffizient
η		Interne Quanteneffizienz der Photodiode
η_r		Wirkungsgrad der Antenne
η_F		Flächenwirkungsgrad der Antenne
η_{int}		Interne Effizienz des Lasers
φ		Azimutwinkel des Aufpunktes
φ_{res}		Resultierende Phase des elektrischen Signals
φ'		Azimutwinkel des Quellpunktes
φ_i		Phase am i -ten Antennenelement, $i = 1, 2, \dots, N$
$\varphi(\kappa)$		Phasensignal zum Taktzeitpunkt κ
$\Delta\varphi$		Phasenunterschied zwischen den Antennenelementen, $i = 1, 2, \dots, N$
$\Delta\varphi$		Phasenauflösung
φ_{DDSi}		Phase der Spannung am Ausgang des i -ten DDS-Bausteins, mit $i = 1, 2, 3, 4$
φ_{HF}		Phase des HF-Signals
$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$		Phasen der elektrischen Signale auf dem optischen Träger
φ_{LO}		Phase der Trägersignalspannung

λ	m	Betriebswellenlänge
λ_{el}	m	Wellenlänge des zu übertragenden HF-Signals
μ	V·s / (A·m)	Permeabilität des Mediums
ν		Verstärkungsfaktor des Leistungsverstärkers
θ		Winkel zwischen dem Wellenvektor \vec{k} und dem nematischen Direktor \vec{N}
ρ_{ve}	A·s / m ³	Elektrische Volumenladungsdichte der Quelle
ρ_{vm}	V·s / m ³	Magnetische Volumenladungsdichte der Quelle
ρ_{se}	A·s / m ²	Elektrische Oberflächenladungsdichte
ρ_{sm}	V·s / m ²	Magnetische Oberflächenladungsdichte
σ	S / m	Leitfähigkeit
σ_0	m ²	Geometrische Streuquerschnittsfläche
σ_N		Normierte Streuquerschnittsfläche
σ_S	m ²	Streuquerschnittsfläche eines Flüssigkristalltröpfchens
$\langle \sigma_S \rangle$	m ²	Mittlere Streuquerschnittsfläche aller Flüssigkristalltröpfchen
τ_i	s	Laufzeit am i -ten Antennenelement, $i = 1, 2, \dots, N$
$\Delta\tau$	s	Laufzeitunterschied zwischen den Antennenelementen
κ		Taktzeitpunkt
ω	1 / s	Kreisfrequenz des zeitharmonischen Feldes bzw. Signals
ω_0	1 / s	Betriebskreisfrequenz
$\Delta\omega$	1 / s	Kreisfrequenzunterschied
ω_{DDS}	1 / s	Kreisfrequenz des zeitharmonischen Signals am Ausgang des Frequenzsynthese-Bausteins
ω_{LO}	1 / s	Kreisfrequenz der Trägersignalspannung
Φ		Phasenversatz
ϑ		Poldistanzwinkel des Aufpunktes

ϑ'	Poldistanzwinkel des Quellpunktes
$\Delta\vartheta$	Änderung der Hauptstrahlrichtung bei Gruppenantennen
$\Delta\vartheta_s$	Quantifiziert das Schielen der Hauptstrahlrichtung bei der linearen Gruppenantenne
ϑ_0	Hauptstrahlrichtung
$\vec{\Pi}_e$	Elektrischer Hertzscher Vektor
$\vec{\Pi}_m$	Magnetischer Hertzscher Vektor, Fritzeraldscher Vektor
Ψ	Winkel zwischen dem Aufpunkt \vec{r} und dem Quellpunkt \vec{r}'

Mathematische Formelzeichen

<i>Symbol</i>	<i>Erklärung</i>
∇	Nabla-Operator
\times	Vektorprodukt
\cdot	Skalarprodukt
$\nabla^2 = \Delta$	Laplace-Operator
$j = \sqrt{-1}$	Imaginäre Einheit
\mathbb{N}	Natürliche Zahlen
mod	Modulo-Operator
Σ	Summe
$\frac{\partial}{\partial t}, \frac{\partial}{\partial x}, \dots$	Partielle Ableitung nach t, x, ...

Natur– und globale Konstanten

<i>Symbol</i>	<i>Zahlenwert</i>	<i>Einheit</i>	<i>Erklärung</i>
h	$6,626 \cdot 10^{-34}$	$\text{W} \cdot \text{s}^2$	Planck'sche Konstante
c_0	$2,9979 \cdot 10^8$	m / s	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
ϵ_0	$8,8542 \cdot 10^{-12}$	$\text{A} \cdot \text{s} / (\text{V} \cdot \text{m})$	Permittivität des Vakuums
μ_0	$1,2566 \cdot 10^{-6}$	$\text{V} \cdot \text{s} / (\text{A} \cdot \text{m})$	Permeabilität des Vakuums
Z_0	$120 \cdot \pi$	Ω	Wellenwiderstand des Vakuums
q	$1,602 \cdot 10^{-19}$	$\text{A} \cdot \text{s}$	Elementarladung
π	3,14159...		Ludolphsche Zahl

Tiefgestellte Indices

<i>Symbol</i>	<i>Erklärung</i>
x, y, z	Kennzeichnet Vektorkomponenten in kartesischen Koordinaten
r, ϑ, φ	Kennzeichnet Vektorkomponenten in sphärischen Koordinaten

Abstract

Today's mobile phones are due to the digital networks widespread communication instruments. They are used both for voice communication and data communications like exchanging short messages, images, games, movies et cetera. The increasing number of subscribers together with new services of high bandwidth leads to capacity bottleneck which results in continuously enhancing the bitrate of the standards. The goal is to build up a so-called "always on" communication, which implies a permanent connection of the subscriber to the internet to provide communication at any time, any place with any services. To achieve this ambitious effort one has firstly, switch to the optical technology, secondly, use the allocated wave bands efficiently and, thirdly, extend the channel access methods with the space division multiple access (SDMA) method. In SDMA, several spatially separated subscribers can communicate with the same base station at the same frequency. This premises the application of intelligent adaptive antenna systems ("smart antennas") which forms the antenna beam according to the quality of the received signal. The phased array antenna direction of main radiation is focused to the subscriber: beam focussing.

Beam focussing is also an important aspect for military applications. Modern radar units consist of more than 1000 antenna elements to increase the directivity compared to a single element. To steer the antenna lobe to different directions, the phase of each antenna element has to be controlled individually by a beamforming network. The phase differences can be realised at the radio frequency (RF), intermediate frequency (IF) or at the baseband. The beamforming network can be realised analogue, digital or optical.

For analogue beamforming networks ferrite phase shifters, semiconductor diode phase shifters or transistor phase shifters are used. Which one is used depends on the operating frequency and the total RF power. In general, ferrite phase shifters have higher power handling capability with less loss above S-band. Diode phase shifters predominate at the lower microwave frequencies. Nowadays, analogue beamforming networks are implemented by default. However, electrical feeding and beamforming networks for antenna arrays are lossy, bulky and costly components. Therefore, alternative beamforming and feeding concepts are investigated intensively. In the last two decades, digital and optical beamforming networks have attracted more and more attention.

This work describes the concept and measurements of a digital and an optical beamforming network for phase and amplitude adjustment of the phased array antennas. The first part describes the realised digital beamforming network for the transmitting mode. Beginning from the specifications, the phase and amplitude of each antenna element of the 1 x 4 array antenna is determined theoretically. Then, the core of the digital beamforming network the four direct digital synthesizer components is described. Direct digital synthesis (DDS) is a technique for using digital data processing blocks as a means to generate a frequency- and phase-tunable output signal referenced to a fixed-frequency precision clock source. In essence, the reference clock frequency is "divided down" in DDS architecture by the scaling factor in a programmable binary tuning word. The tuning word is typically 24-48 bits long which enables a DDS implementation to provide superior output frequency tuning resolution. Today's cost-competitive, high-performance, functionally-integrated, and small package-sized

DDS products are fast becoming an alternative to traditional frequency-agile analogue synthesizer solutions. The integration of a high-speed, high-performance D/A converter and DDS architecture onto a single chip (forming what is commonly known as a complete DDS solution) enabled this technology to target a wider range of applications and provide, in many cases, an attractive alternative to analogue-based phase locked loop (PLL) synthesizers. For many applications, the DDS solution holds some distinct advantages over the equivalent agile analogue frequency synthesizer employing PLL circuitry. The main advantage of DDS is firstly, the Micro-Hertz tuning resolution of the output frequency and sub-degree phase tuning capability, all under complete digital control. Secondly, extremely fast “hopping speed” in tuning output frequency (or phase), phase-continuous frequency hops with no over/undershoot or analogue related loop settling time anomalies. And thirdly, the DDS digital architecture eliminates the need for the manual system tuning and tweaking associated with component aging and temperature drift in analogue synthesizer solutions.

The 1×4 WiMAX array is realised at the Institute of Radio Frequency Technology by using four commercially available 60° sector antennas. Each sector antenna consists of eight vertically stacked half wave dipoles in front of an aluminium reflector. The spacing between the four sector antennas is $d = 51.4$ mm or $d/\lambda = 0.583 \approx 0.6$ for the operating frequency of $f_{RF} = 3.426$ GHz.

To control the phase, amplitude and frequency a graphical user interface (GUI) is programmed, which allows the individual phase, amplitude and frequency adjustment for the 1×4 array antenna. The DDS components generate at the output a sinusoidal baseband signal according to the inputs at the GUI. These baseband signals of the frequency $f_{DDS} = 150$ MHz are up-converted to the transmitting band and radiated by the 1×4 array antenna at the operating frequency of $f_{RF} = 3.426$ GHz, which has been realised at the Institute of Radio Frequency Technology of the University of Stuttgart. To fulfil the specifications, namely, to reduce the sidelobe levels of more than 20 dB the outer antenna elements are supplied with 50 % lower voltage amplitudes or 6 dB less power. The main lobe is directed to 0° direction and steered in a second step to 25° direction. Further measurements are made with suppressed radiation into the 0° direction. This suppression is also steered to 25° . A very good agreement between measurement and simulation is observed. It is shown, that the digital beamforming can be realised easily for the transmitting mode.

To overcome the aforementioned drawbacks of the analogue electrical beamforming networks, an optical beamforming network can also be used. Due to the low losses of optical fibres, the optical beamforming network can be placed far away from the phased array antenna. The concept and measurements for a 1×2 optically fed microstrip phased array antenna is presented with an integrated optical beamforming network based on a liquid crystal phase shifter (LCPS) with a continuous phase shift of 360° . The controlling components of the optical beamforming network are integrated polymer-dispersed liquid crystal (PDLC) cells. The transmittance of these cells can be controlled electrically. By using the vector sum of three paths, the electrical phase of one antenna element can be varied continuously from 0° to 360° . This allows steering the antenna lobe to different angles.

The input signal of the LCPS is an externally intensity-modulated light signal. The modulation frequency is $f_{RF} = 2$ GHz. The optical input signal is divided into three paths corresponding to three channels: the reference path is channel 1 with the variable optical attenuator (VOA 1) and $\varphi_1 = 0^\circ$, the second path is channel 2 with VOA 2 including a $4 \cdot \lambda_{RF} / 3$ delay line, and the third path is channel 3 with VOA 3 including a $8 \cdot \lambda_{RF} / 3$ delay line. The delay lines in channel 2 and 3 lead to a phase shift of the modulation signal of

$\varphi_2 = 120^\circ$ and $\varphi_3 = 240^\circ$, respectively. Each channel contains a liquid crystal (LC) cell to change the amplitudes A_1 , A_2 and A_3 by applying a voltage ($U_{St, eff}$) to the cells. This configuration allows a continuous phase variation of the modulation signal from 0° to 360° . Therefore, only two channels are superimposed at the same time: Channel 1 and channel 2 lead to a phase variation from 0° to 120° . Thereafter channel 2 and channel 3 change the phase from 120° to 240° . Subsequently, channel 1 and channel 3 enable a phase change between 240° and 360° . While two channels are active, the non-used channel is always opaque.

As mentioned, PDLC is used as liquid crystal (LC) device. The LC cells are fabricated in our laboratory by using silicon v-grooves (dimensions: 12 mm \times 10 mm) and fibres with metalized cladding. Each channel contains an incoming fibre (feeding fibre) and an outgoing fibre separated by the PDLC, which has been cured by UV-radiation. The claddings of the incoming and outgoing fibres are metalized on a length of 2 cm beginning from their endfaces. These metalized claddings on both sides of the PDLC are used as electrodes for the control voltage $U_{St, eff}$, which is applied between the two fibres.

The optical transmission of the PDLC cells is measured as a function of the applied voltage $U_{St, eff}$ (square wave voltage, $f = 10$ kHz) from 0 V to 30 V. This voltage is applied by a PDLC voltage control unit, which is controlled by the personal computer. A cell-dependent contrast ratio from 5 dB to 14 dB is achieved. All three cells show an individual hysteresis. Additionally, channel 1 shows a persistence effect: the cell does not return to its original scattering state after the field has been removed. This persistence disappears after several seconds to minutes, and the cell relaxes to the fully scattering state.

A low-coherence continuous wave (cw) Fabry-Pérot laser diode (FP-LD) emitting at a wavelength of $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ is used to avoid interference effects in the liquid crystal phase shifter due to the different paths lengths. The cw FP-LD is followed by a Mach-Zehnder-Modulator (MZM), which modulates the optical carrier with a sinusoidal RF signal of frequency $f_{RF} = 2$ GHz. At the output of the liquid crystal phase shifter, a photodetector detects the optical signal and the following network analyser detects the phase and amplitude of the resulting RF signal.

The length differences between the three channels have been adjusted by suitably cutting the fibres. The measurement of the phase of the modulation signal for each channel with a fully transparent cell has the following values: $\varphi_1 = 0^\circ$, $\varphi_2 = 111^\circ$ and for $\varphi_3 = 246^\circ$. Differences between these values and the theoretical designed values as given above are due to mechanical restrictions (e.g. cleaving). It could be shown, that the phase of the RF signal can be varied continuously from 0° to 360° . There is a good agreement between the calculation and the measurement. Discrepancies are due to differences between the calculated and the measured fixed phase shift (φ_1 , φ_2 , φ_3) between the channels. Furthermore, different transmission characteristics of the cells also influence the position of the measured hexagon in comparison to the calculated one. Despite all mentioned problems, a continuous phase shift between 0° and 360° has been demonstrated.

The single antenna element is an optically fed recessed microstrip-line patch antenna. It consists of one dielectric layer ($\varepsilon_r = 2.2$) with a ground plane on the backside. A 1×2 array is build up with this single element. The inter-element center-to-center spacing amounts to $d = 67$ mm. To steer the antenna main radiation direction to different angles, the liquid crystal phase shifter is used with the 1×2 array. To do this, again, the light of a cw FP-LD is modulated by a MZM with a sinusoidal RF signal of the frequency $f_{RF} = 2$ GHz. The optical

power is amplified by an Erbium doped fibre amplifier (EDFA). The output of the EDFA is split to feed the two antennas. The RF phase of one antenna element is varied by using the liquid crystal phase shifter. The modulated optical signal was detected by a photodiode (PD) and amplified by an electrical amplifier. For a steering angle of $\vartheta = +10^\circ$ and $\vartheta = -10^\circ$, the phase difference of the paths was $\Delta\varphi = +30^\circ$ and $\Delta\varphi = -30^\circ$. The measured and calculated patterns are in good agreement. It is shown, that the radiation pattern of the 1 x 2 array can be steered to different angles with this optical beamforming network.

The core of both beamforming networks are once the four direct digital synthesizers and for the other the liquid crystal phase shifter. For a performance review of the beamforming networks and also the achieved results the realised phase shifters have to be compared. Typical selection criteria for phase shifters are insertion loss, switching time, drive power, physical size, weight, cost and manufacturing ease [2]. These criteria have to be optimized for practical operation.

The insertion loss should be as low as possible. High insertion loss means high power consumption within the phase shifter which results in heating problems. The typical definition of the insertion loss is not applicable for the digital beamforming network, specially the direct digital synthesizers AD9954. The maximum power consumption of one device is given with 220 mW. To build up the optical beamforming network two 1:4 series power divider and one liquid crystal phase shifter is necessary. The insertion loss of the two power divider amounts to 12 dB or 13 dB. The insertion losses of the realised variable optical attenuators (VOAs) are around 5 dB. The overall insertion loss of one beamforming network is 18 dB, which is a very large value. By optimizing the PDLC processing parameters the insertion loss of the VOAs can be further minimized to smaller than 1 dB (e. g. [75] and [76]). There is no possibility to decrease the insertion loss of the two power dividers.

The time to switch should be as short as possible. For many applications switching times on the order of microseconds are adequate. These switching times are realisable with the direct digital synthesizers (see above comments). The switching times of the realised PDLC VOAs are on the order of one second and more. This is due to the non optimized processing parameters. In case of optimized processing parameters the shortest switching time which is realisable with PDLC is on the order of milliseconds. Switching times for PDLC on the order of microseconds or submicroseconds are not state of the art. Alternatively, one has to use other liquid crystal type, e. g. ferroelectric liquid crystal, which show switching time on the order of microseconds. In contrast to PDLC, ferroelectric liquid crystals have only two states: ON and OFF. Intermediate states are not possible.

The drive power should be as small as possible. A large amount of drive power generates heat. Low drive power eases the driver-circuit. The drive power for the direct digital synthesizers can be neglected, because only serial peripheral interface (SPI) communication is necessary to change the phase and amplitude. There is also no driving current for the VOAs. Only a control voltage is necessary. Control voltages of $U_{St, eff} = 25$ V or more is needed for the used mixing ratio 20 % liquid crystal and 80 % polymer. This high control voltage is due to the mixing ratio and none optimized PDLC processing parameters. PNLCs consist of 20 % polymer and 80 % liquid crystal and need half of the control voltage of a PDLC. Half of the control voltage eases the driver-circuit.

The weight of the phase shifter should be minimized and the physical size should fit within $\lambda/2$ -by- $\lambda/2$ cross section, so it can be placed behind each element. Both requirements can be

fulfilled with the direct digital synthesizers. The synthesizer device dimensions are 9 mm x 7 mm and it weights merely 5 grams. The optical beamforming network is realised on a 900 mm x 350 mm big aluminium plate which weights with the discrete optical components together two kilo. The whole optical beamforming network could also be realised with integrated optical components, so the overall physical size and weight could be reduced to some millimeters and grams (see e. g. [75] and [76]).

For phased array antennas with more than 1000 of elements the unit cost must be as low as possible. There must also be an easy way to manufacture thousands of phase shifter with the same properties. The direct digital synthesizer AD9954 can be manufactured with a mature technology for a very low price of 20 US-Dollar. All devices will have the same properties. In contrast, the manufacturing and the price of the discrete optical beamforming network is relatively costly. Lower costs and prices thus manufacturing ease can be achieved by using integrated optical components. But the price would never be comparable to the direct digital synthesizer. The reproducible manufacturing of the VOAs pose a challenge. The PDLC VOAs should have reproducible high dynamic range (20 dB to 30 dB), low hysteresis and polarisation dependent loss (< 0.1 dB). If not, the power of each branch must be controlled and adjusted individually. For the realised phase shifter, there is a need of three power meters and control circuit. It is possible to realise VOAs with the mentioned properties. During this thesis, each of these properties could be realised on different VOAs but not on one VOA simultaneously. That is the reason why they are not mentioned during this thesis. The main task here is to optimise the PDLC processing parameter to build reproducible VOAs.

During this thesis an optical and digital beamforming network for phased array antennas are realised. It is straightforward to realise the digital beamforming network for the transmitting case. The lossy, bulky and costly electrical feeding and beamforming networks are reduced to programming the direct digital synthesizer devices. This device gives at the output amplitude and phase adjusted sinusoidal signal, which is up-converted to the transmitting band and radiated by the array antenna. The reproducibility manufacturing of the VOAs and the switching time of them are the main obstacle for the realised optical beamforming network. If these drawbacks are eliminated it is possible to realise an integrated beamforming network which results in size and volume reduction compared to the electrical feeding and beamforming networks (see [75] and [76]).