

**MASTER**

**Capaciteitsvergroting van het GSM-systeem m.b.v. adaptieve antennes**

Weijers, E.E.J.

*Award date:*  
1996

[Link to publication](#)

**Disclaimer**

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

**General rights**

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Technische Universiteit Eindhoven  
Faculteit Elektrotechniek  
Vakgroep Telecommunicatie (EC)

**Capaciteitsvergroting van het  
GSM-systeem m.b.v. adaptieve  
antennes**

door E.E.J. Weijers

Verslag van Afstudeerwerk  
januari 1995 - maart 1996

Begeleiders:     prof.dr.ir. G. Brussaard,  
                   dr.ir. M.H.A.J. Herben en  
                   ir. J.R. Schmidt (KPN-Research)

De faculteit Elektrotechniek van de Technische Universiteit Eindhoven accepteert geen aansprakelijkheid voor de inhoud van stage- en afstudeerverslagen.

# Lijst van Afkortingen

AGCH	Access Grant CHannel
BCCH	Broadcast Control CHannel
BP	Burst Period
BSC	Base Station Controller
BTS	Base Transceiver Station
CBCH	Cell Broadcast CHannel
CDMA	Code Division Multiple Access
DCCH	Dedicated Control CHannel
FCCH	Frequency Correction CHannel
FH	Frequency Hopping
GSM	Global System for Mobile Communications
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
MS	Mobile Station
MSC VLR	Mobile service Switching Centre Visitors Location Register
PAGCH	PCH plus AGCH
RACH	Random Access CHannel
SACCH	Slow Associated DCCH
SCH	Synchronisation CHannel
SFH	Slow Frequency Hopping
TDMA	Time Division Multiple Access
TN	Time slot Number

# Samenvatting

GSM (Global System for Mobile communications) is een mobiel telefoniesysteem dat zijn capaciteit en bedekking haalt uit het opdelen van het totale te bestrijken gebied in cellen, waarbij in elke cel slechts een deel gebruikt wordt van de totale frequentieband dat het GSM-systeem tot zijn beschikking heeft. De omliggende cellen hebben elk de beschikking over een ander deel van de GSM frequentieband. Buiten deze groep cellen, een cluster genaamd, kunnen de frequenties pas dan herhaald worden als de aldaar gemeten co-channel interferentie lager is dan een voorgeschreven niveau.

Omdat het aantal gebruikers van het GSM-systeem met de dag groeit, zal er zich in de nabije toekomst een capaciteitsprobleem voordoen. Dit capaciteitsprobleem wil men oplossen door de huidige cellen te verkleinen, zodat de capaciteit (aantal frequenties per oppervlakte-eenheid) toeneemt. Het probleem dat zich dan voordoet is dat de verkleining van de cellen niet de gewenste capaciteitsverhoging oplevert, omdat door de niet uniforme verdeling van de gebruikers, er binnen de oude grote cel nieuwe kleine cellen zullen zijn waarin zich een capaciteitsprobleem voordoet, terwijl de daar omliggende kleine cellen nog over vrije kanalen beschikken.

Verder zal het gebruik van deze kleine cellen nog andere problemen met zich meebrengen. Ten eerste zullen er meer basisstations geplaatst moeten worden. Ten tweede zullen er meer handovers plaats moeten vinden, wat resulteert in een grotere belasting van het GSM netwerk. Ten derde zal het mobiele station metingen moeten verrichten aan meerdere basisstations van omliggende cellen. Verder zal het systeem meer last krijgen van co-channel interferentie, omdat de afstand tussen de cellen met gelijke frequenties kleiner wordt.

Om deze te verwachten problemen het hoofd te bieden, is er onderzoek gedaan naar het toepassen van een adaptieve antenne op het basisstation, die in de richting van iedere mobiele gebruiker een antennebundel opzet. Met behulp van deze antenne kan men in de huidige grote cel meer frequenties gebruiken zonder meer *co-channel* interferentie te veroorzaken.

Bij dit onderzoek is gebruik gemaakt van het MUSIC algoritme. Hiervoor is gekozen omdat het alle mogelijke richtingen kan bepalen van de op het basisstation invallende radiogolven. Dit in tegenstelling tot andere algoritmen, zoals o.a. ESPRIT, die slechts eenduidig richtingen kunnen bepalen binnen een hoek van  $180^\circ$ . Het blijkt uit de simulatieresultaten dat MUSIC ook goed functioneert bij aanwezigheid van multipad signalen, dit in tegenstelling tot beweringen in de vakliteratuur. Dit komt door het feit dat de multipadsignalen niet coherent zijn, hetgeen bij wiskundige analyses vaak wel wordt aangenomen, maar onderling slechts hoog gecorreleerd zijn, waardoor de correlatiematrix die MUSIC gebruikt toch niet singulier is.

# Inhoudsopgave

## Hoofdstuk 1

Inleiding .....	1
-----------------	---

## Hoofdstuk 2

Global System for Mobile communications .....	3
2.1 Algemene omschrijving van het GSM-systeem .....	3
<i>Aannames en vereenvoudigingen</i> .....	3
<i>Huidige situatie en celplanningsstrategie</i> .....	4
2.1.1 Frequency reuse .....	5
2.1.2 Rondstralers .....	5
2.1.3 Co-channel interference .....	5
2.1.4 Multipad effecten .....	6
2.1.5 Omschrijving capaciteitproblemen .....	7
2.1.5.1 Capaciteit op microniveau .....	8
2.1.5.2 Capaciteit op macroniveau .....	8
2.1.5.3 'Traffic handovers' ten dienste van de macrocapaciteit .....	8
2.1.6 Celafmetingen .....	9
2.2 Optimaliseren van het huidige GSM-systeem .....	10
2.3 Uiteindelijke oplossing .....	11

## Hoofdstuk 3

Adaptieve antennesystemen .....	13
3.1 Voordelen adaptief systeem .....	13
3.1.1 Oplossing capaciteitsproblemen m.b.v. adaptieve antennes .....	13
3.1.2 Toevoeging v/h GSM-systeem aangaande de capaciteit .....	14
3.1.3 Netwerkbelasting .....	15
3.1.4 Verwijderen van Co-channel Interference .....	16
3.2 Principe 1: Adaptieve sectoren .....	16
3.3 Principe 2: 'Optimal Combining' algoritme .....	17
3.3.1 Stralingsdiagram .....	18
3.3.2 Discontinue transmissie .....	19
3.3.3 Verbetering van de signaalkwaliteit op het mobiele station .....	20
3.4 Principe 3: Bundelsturing (beamforming) .....	20
3.4.1 Richtingbepaling .....	21
3.4.1.1 Sectoriele richtingbepaling .....	21
3.4.1.2 Interferentieoplossing door GSM .....	21

3.4.1.3	Co-channel interferentiemeting op vrije kanalen	22
3.4.2	Database	22
3.5	Afweging Nulsturings- of bundelsturingsalgoritmes	23
3.5.1	Invloed van onnauwkeurigheden	23
3.5.2	Keuze van het adaptieve algoritme	24

## Hoofdstuk 4

	Het Adaptieve GSM-systeem	25
4.1	Celindeling	25
4.2	Adaptieve antennes	25
4.3	De adaptieve basisstations	25
4.4	Het Direction Of Arrival (DOA) algoritme	26

## Hoofdstuk 5

	Het GSM-systeem met bundelsturing	27
5.1	De antennes van het adaptieve GSM basisstation	27
5.2	Bundelsturing op basisband	28
5.3	Het verwerken van de signalen	28
5.3.1	Opslaan van de weegfactoren	28
5.4	Gebruik van rondstralers	29
5.5	Metingen en opbouwen van een radioverbinding	29
5.6	Nabuurcel metingen	29
5.7	Een gesprek opbouwen vanuit het mobiele station	30
5.7.1	Kanaaltoewijzing	31
5.8	Een gesprek opbouwen naar een mobiel station	31
5.9	Richtingbepalingsalgoritmes	32
5.10	Discontinue Mode	32
5.11	Bepalen van vermogen ('Power Control')	32
5.12	Handover	33
5.12.1	'Rescue' (intercell) Handover	34

## Hoofdstuk 6

	MUSIC (MUltiple SIgnal Classification)	35
6.1	De signaalomgeving en antenneconfiguratie	35
6.1.1	De te detecteren signalen	35
6.1.2	Het invallen van signalen op het array	36
6.1.3	Array configuratie en 'Grating lobes'	38
6.1.3.1	Lineaire arrays	38
	Looptijdverschillen in een lineair array	39
6.1.3.2	Planaire arrays	40

6.1.3.2	Planaire arrays .....	40
	Looptijdverschillen in een planair array .....	41
6.1.3.3	Circulaire arrays .....	42
	Looptijdverschillen in circulaire arrays .....	43
6.2	Het correlatie-algoritme .....	43
6.2.1	Correlatiematrices en Antenne-elementuitgangen .....	43
6.2.2	Eigenwaarde en Eigenvector Methodes .....	45
6.3	Het MUSIC algoritme .....	47
6.3.1	Implementatie .....	48
6.4	Simulaties en testresultaten .....	49
6.4.1	De invloed van het aantal elementen .....	49
6.4.2	De invloed van het aantal aanwezige signalen .....	50
6.4.3	De invloed van multipad signalen .....	51
6.4.4	De invloed van de signaalruisverhouding .....	52
6.4.4.1	Verdeling en aantal aanwezige signalen .....	53
6.4.4.2	Het aantal samples .....	53
6.4.4.3	Multipad signalen .....	53
Hoofdstuk 7		
	Conclusies en aanbevelingen .....	55
Referenties .....		57
Appendix A	Global System for Mobile Communications (GSM) .....	59
<hr/>		
List of Acronyms .....		59
Chapter 1		
	Global System for Mobile communications .....	61
Chapter 2		
	The GSM system .....	63
2.1	GSM architecture .....	63
2.1.1	Burst .....	63
2.1.2	Timing Advance .....	64
2.2	The GSM system configuration .....	64
2.2.1	The Mobile Station (MS) .....	65
2.2.2	The Base Station Subsystem (BSS) .....	65

2.2.2.2	Base Station Controller (BSC)	65
2.2.3	The Network and Switching Subsystem (NSS)	66
2.2.3.1	Mobile services Switching Centre (MSC)	66
2.2.3.2	Home Location Register (HLR)	66

## Chapter 3

	Cell architecture and frequency reuse	67
3.1	Cellular planning	67
3.2	Range	68
3.3	Lower boundary	68
3.4	Upper boundary	68
3.5	Cellular Planning Tools	69

## Chapter 4

	An end-to-end view of transmission	71
4.1	Channels	71
4.1.1	Traffic Channels (TCHs)	72
4.1.2	Control CHannel (CCH)	72
4.1.3	Control channel types	73
4.1.3.1	Broadcast Control Channel	73
4.1.3.2	Common Control Channel	73
4.1.3.3	Dedicated Control Channel	73
4.2	BS Acces Capability	74
4.3	Channel configurations	74
4.4	Channel Organisation in a Cell	75
4.5	Radio Channel Description	75
4.6	Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)	76
4.7	Digital speech coding	76
4.8	Multipath equalisation and Demodulation	77
4.9	Channel coding and decoding	78

## Chapter 5

	Spectral efficiency	81
5.1	Power control	81
5.2	Frequency hopping	82
5.3	Discontinuous Transmission (DTX)	82
5.4	Handovers	83
5.5	Handover Criteria	84



## Chapter 6

Radio interface .....	87
6.1 Radio Interface Management .....	87
6.2 Access Support .....	87
6.3 The Page Mode .....	89
6.4 Location Management .....	90

## Chapter 7

Security and Identity Functions .....	91
7.1 Security Management .....	91
7.2 Identity Management .....	91
7.3 IMSI (International Mobile Subscriber Identity) .....	91
7.4 Authentication Request .....	92

## Chapter 8

Interference .....	93
--------------------	----

Literature .....	95
------------------	----

Appendix B Adaptive arrays and adaptive algorithms .....	97
--	----

---

## Chapter 1

Adaptive Arrays .....	97
1.1 The use of adaptive arrays in Communication systems .....	97
1.1.1 Degrees of freedom .....	97
1.1.2 Reference .....	98
1.2 Element spacing and signal bandwidth. ....	98
1.2.1 Antenna configurations .....	98
1.2.2 Microstrip antenna .....	99
1.2.3 A tripole .....	99
1.2.4 Linear array of dipoles .....	99
1.2.5 Circular arrays .....	99

## Chapter 2

Adaptive Algorithms .....	101
2.1 Optimal Combining .....	101
2.1.1 Least-Mean-Square algorithm (LMS) .....	101
2.1.1.1 Feedback loop .....	103

2.1.1.2	Weight Cycling .....	103
2.1.1.3	The modified LMS loop .....	104
2.1.1.4	The Gram-Schmidt Preprocessor .....	105
2.1.2	Direct Matrix Inversion (DMI) .....	106
2.1.3	Systolic Array Processor (SAP) .....	106
2.1.4	The Applebaum Array .....	107
2.1.5	Constant Modulus Algorithm .....	108
2.2	Beam steering .....	108
2.2.1	MUSIC (MUltiple Signal Classification) .....	109
2.2.1.1	Symmetric Array Scheme (SAS) .....	109
2.2.1.2	Spatial Smoothing .....	109
2.2.1.3	Forward/Backward method .....	110
2.2.1.4	Spatial Smoothing (SS) and Forward/Backward SS (FBSS) ..	111
2.2.2	ESPRIT etc. ....	111
2.2.2.1	ESPRIT .....	111
2.2.2.2	TLS-ESPRIT (Total Least Squares ESPRIT) .....	111
2.2.2.3	UCA-ESPRIT .....	111
2.2.2.4	GEESE .....	112
2.2.3	Direction finding using first order statistics .....	112
2.3	Augmentation Technique .....	112
References .....		115
Literature List .....		119
Appendix C      Simulatieresultaten van het MUSIC algoritme .....		125
<hr/>		
Figuur C1	.....	125
Figuur C2	.....	126
Figuur C3	.....	126
Figuur C4	.....	127
Figuur C5	.....	127
Figuur C6	.....	128
Figuur C7	.....	128
Figuur C8	.....	129
Figuur C9	.....	129
Figuur C10	.....	130
Figuur C11	.....	130

Figuur C12 .....	131
Figuur C13 .....	131
Figuur C14 .....	132
Figuur C15 .....	132
Figuur C16 .....	133
Figuur C17 .....	133
Figuur C18 .....	134
Figuur C19 .....	134
Figuur C20 .....	135
Figuur C21 .....	135
Figuur C22 .....	136
Figuur C23 .....	136

# Hoofdstuk 1

## Inleiding

---

De laatste jaren is er een sterke ontwikkeling geweest op het gebied van mobiele communicatie en de ontwikkelingen gaan steeds verder om een betere bedekkingsgraad, een grotere capaciteit, lagere benodigde vermogens en natuurlijk een betere signaalkwaliteit te kunnen verkrijgen.

Door het grote aanbod van verschillende communicatiesystemen, is de frequentieband die elk systeem tot zijn beschikking heeft gelimiteerd. Om toch voldoende kanalen binnen zo'n systeem te kunnen leveren zijn er verschillende access-technieken bedacht. Zo kan men gebruik maken van CDMA, waarin men door gebruik te maken van codes toch meerdere kanalen kan toewijzen aan één frequentie en toch de afzonderlijke kanalen uit elkaar kan houden. Verder is er nog FDMA, elk kanaal krijgt een eigen frequentie toegewezen, en TDMA, waarbij elk kanaal een eigen tijdslot krijgt toegewezen.

In het GSM-systeem maakt men gebruik van FDMA, hierdoor is het mogelijk om aan elke frequentie een kanaal toe te kennen en van TDMA, waardoor binnen elk tijdslot al deze frequenties opnieuw toegewezen kunnen worden aan andere kanalen. Door dit TDMA principe krijgt men bijvoorbeeld bij gebruik van acht tijdsloten beschikking over acht keer zoveel kanalen.

Een volgende stap om het aantal kanalen van een communicatiesysteem te vergroten is het hergebruik van al deze kanalen per ruimtelijke hoek door middel van SDMA (Spatial). Zo zou men dus kanalen kunnen toewijzen op grond van de richting waarin de communicatie plaatsvindt. Dit principe wordt toegepast bij een sector antenne. Het probleem echter is dat mobiele niet stil staan, oftewel zich niet blijvend bevinden binnen een sector. Dus zou men het kanaal, toegekend aan de richting waarin de gebruiker zich bevindt mee willen laten draaien met de gebruiker. Om dit te kunnen realiseren kunnen we gebruik maken van adaptieve antennesystemen.

# Hoofdstuk 2

## Global System for Mobile communications

---

### 2.1 Algemene omschrijving van het GSM-systeem

In dit hoofdstuk worden begrippen en principes behandeld van het huidige GSM-systeem, die alle direct of indirect van invloed zijn op, of te maken hebben met, adaptieve antennesystemen. (In Appendix A bevindt zich een overzicht van het totale GSM-systeem.) Begrip en kennis van deze zaken is noodzakelijk om een adaptief antennesysteem te kunnen integreren in het huidige GSM-systeem. Hiermee denken we het systeem te kunnen optimaliseren en eventuele problemen te kunnen oplossen.

Dit onderzoek richt zich op:

- het vergroten van de capaciteit van het GSM-systeem
- het leveren van een optimalere verdeling van deze capaciteit over de cellen
- het optimaliseren van de ontvangen signalen (een betere SNR en minder fluctuaties van het signaal)
- het verlagen van de netwerkbelasting van het GSM-systeem
- het verbeteren van de bedekking

#### *Aannames en vereenvoudigingen*

Om gestructureerd onderzoek hierna te kunnen verrichten is het noodzakelijk dat we wat vereenvoudigingen hanteren om het GSM-systeem eenduidig te kunnen omschrijven.

Ten eerste zijn we uitgegaan van hexagonale cellen (zie figuur 2.1), die alle gelijke afmetingen hebben en die elkaar niet of nauwelijks overlappen. Deze hexagonale cellen worden belicht met behulp van rondstralers (vanuit het middelpunt van de cel waar het basisstation is geplaatst). Er is dus geen rekening gehouden met bebouwing en de hoogte van de antenne op het basisstation. Hierdoor hebben een aantal effecten zoals bijvoorbeeld 'shadowing' geen invloed op het gebruikte model. Dit resulteert dan weer in een rotatiesymmetrisch belichtingsgebied.

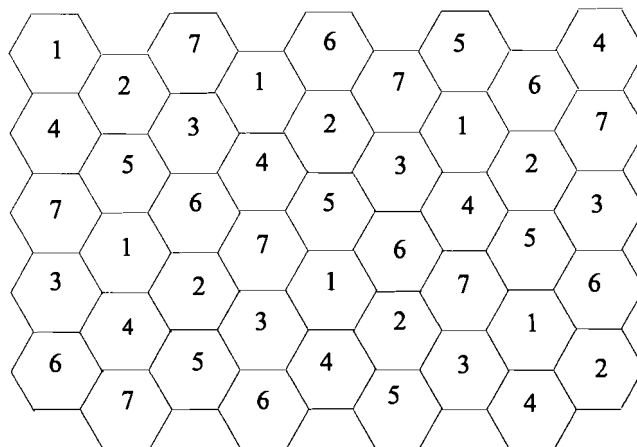
Ten tweede is de 'frequency reuse distance' (de afstand tussen twee cellen die gebruik maken van dezelfde frequentiesets) en de daarbij behorende frequentieset vastgelegd (zie figuur 2.1). In werkelijkheid is de verdeling van frequenties niet zo gestructureerd en is deze afhankelijk van de te verwachten verkeersaanbod, de bebouwing en het ter plaatse gemeten 'co-channel interference' niveau.

Ten derde zal de celplanningsstrategie nader herzien moeten worden, omdat adaptieve antennes namelijk door hun adaptieve karakter co-channel interference kunnen verminderen,

waardoor de 'reuse distance' "adaptief" wordt. Dit houdt in dat er dan niet de noodzaak bestaat om het 'frequency reuse' principe uit figuur 2.1 te gebruiken, omdat het adaptieve antennesysteem zelf de co-channel interference zal minimaliseren. In eerste instantie willen we het adaptieve antennesysteem er zelf voor laten zorgen dat er geen co-channel interference optreedt, waardoor elke cel dezelfde frequenties mag gebruiken. Hierdoor zullen er in de analyse van het nieuwe GSM-systeem problemen naar voren komen, die in het huidige GSM-systeem opgelost worden door gebruik te maken van de reuse distance. Deze benadering is noodzakelijk om te komen tot nieuwe strategieën die leiden tot een vermindering van het ontvangen co-channel interference niveau.

### *Huidige situatie en celplanningsstrategie*

Het huidige GSM-systeem bevat geen gestructureerde ruimtelijke verdeling van cellen met vaste afmetingen; deze worden namelijk afgestemd op de omgeving waarin ze zich bevinden aan de hand van resultaten verkregen door middel van een simulatiepakket (App. A Hfdst. 3.5). Zodoende wordt voor de totale omgeving de meest optimale 'gemiddelde' verdeling van cellen en frequenties gekozen. Deze verdeling van cellen en frequenties is verkregen door gebruik te maken van een verdeling van mobiele stations die gebaseerd is op een middeling over een set van verkeersintensiteitsmetingen gecombineerd met een database met daarin gegevens over de bebouwing in het verzorgingsgebied.



Figuur 2.1 De celstructuur met frequentiesets (aangeduid met getallen), die verdeeld zijn volgens het frequency reuse principe bij maximale reuse distance.

Hierdoor blijft ook deze manier van celplanning een benadering van de praktijk en zeker niet optimaal op elk tijdstip. Als de gebruikte databases in het simulatiepakket niet meer actueel zijn, kan het gebeuren dat de actuele verdeling van cellen en frequenties ook gemiddeld niet meer optimaal is. Zo zal de verdeling van mobiele stations op een bepaald tijdstip in het meest gunstige geval fluctueren om de gemiddelde waarde die gevonden werd met behulp van het

simulatiepakket. Door bijvoorbeeld filevorming of in het geval van een ongeval kan deze afwijking van de in het simulatiepakket gebruikte gemiddelde waarde groot zijn. Verder kan de verkeerssituatie veranderd zijn. Wat bebouwing betreft kan het gebeuren dat er een nieuw hoog gebouw is geplaatst, waardoor de bedekking van het verzorgingsgebied niet meer volledig is. Het kan dan nodig zijn dat er een extra basisstation wordt geplaatst om dit ‘shadowing’ effect op te vangen.

Om het verhaal op basis van de celstructuur zoals getekend is in figuur 2.1 toch reëel te houden wordt er waar nodig verwezen naar de gemaakte aannames en wordt de invloed hiervan bekeken.

### 2.1.1 Frequency reuse

Om het totale verzorgingsgebied te kunnen bedekken, moet een mobiel communicatiesysteem gebruik maken van een ruimtelijke verdeling van zijn basisstations ofwel frequenties (frequency reuse) binnen zijn verzorgingsgebied. Hierdoor ontstaat een geografische structuur van cellen, die we voor het gemak beschouwen als een soort honingraatstructuur bestaande uit hexagonale cellen (figuur 2.1), volgens aanname 1 (2.1: *Aannames en vereenvoudigen*).

### 2.1.2 Rondstralers

Het grote verschil tussen het huidige GSM-systeem en een voorgesteld toekomstig GSM-systeem gebaseerd op een adaptieve antenne is het antenne stralingsdiagram.

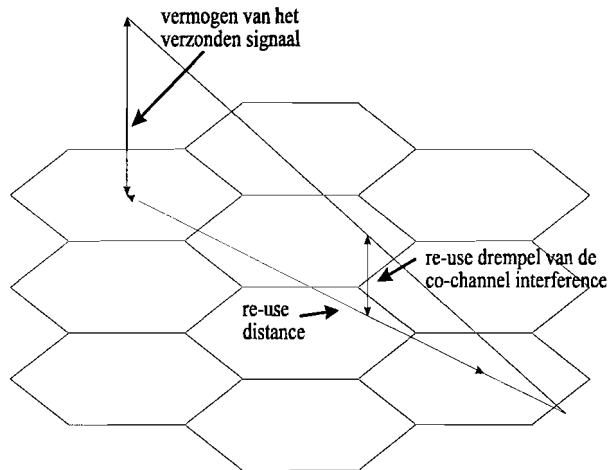
In het huidige GSM-systeem maken zowel het basisstation als ook het mobiele station gebruik van stralers die de gehele cel bestrijken met hun stralingsdiagram. In de mobiele communicatie is het gebruik van rondstralers zeer voor de hand liggend, omdat dit de minst complexe systeemeisen oplevert. Maar het gebruik van rondstralers levert wel een systeem op dat slechts geoptimaliseerd is voor een bepaalde (statistische gemiddelde) situatie. Het speelt dus niet in op veranderingen die optreden in de omgeving, hierdoor zal het systeem slechts sub-optimaal functioneren. Een groot nadeel van rondstralers is dat ze ook vermogen zenden in andere richtingen dan de gewenste richting (de richting waarin zich het te bereiken station bevindt). Dit resulteert niet alleen in vermogensverlies, maar zorgt er ook voor dat er rekening moet worden gehouden met het ontvangen en verzenden van co-channel interference op stations in naburige cellen.

### 2.1.3 Co-channel interference

Het probleem van co-channel interference wordt in het huidige GSM-systeem opgelost door in cellen frequenties, waarvan het ontvangen vermogen uit naburige cellen te hoog is, niet te gebruiken. Frequenties worden pas dan toegewezen als het gemeten ‘co-channel’ vermogen op

die frequentie lager is dan een door de systeembeheerder gekozen waarde (figuur 2.2).

Voor de eenvoud van behandeling (aannamen 2; 2.1 *Aannames en vereenvoudigen*) van dit GSM-systeem wordt ervan uitgegaan dat vaste onderling verschillende sets frequenties samengevoegd worden tot een cluster en met behulp van deze clusters wordt het verzorgingsgebied bedekt (figuur 2.1) en wel zodanig, dat de afstand tussen cellen die dezelfde frequentieband gebruiken (reuse distance) maximaal is. Hierdoor wordt het vermogen van het ontvangen co-channel signaal sterk verlaagd.



Figuur 2.2: Definitie van frequency reuse distance.

Op deze manier wordt er voor het geval van rondstralers zo efficiënt mogelijk gebruik gemaakt van de GSM frequentieband, zonder veel co-channel interference te veroorzaken.

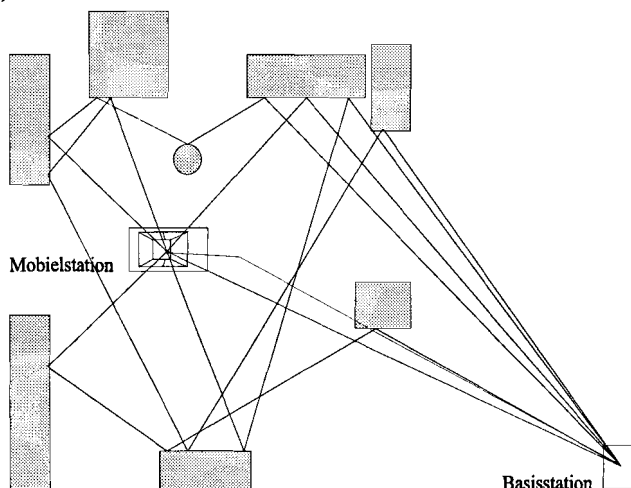
#### 2.1.4 Multipad effecten

Tijdens de communicatie tussen het mobiele station en het basisstation treden er door bebouwing reflecties op. Deze reflecties (multipad signalen) resulteren samen met een directe straal in een veelvoud van identieke signalen uit verschillende richtingen met onderlinge tijdsvertragingen, veroorzaakt door het verschil in de afgelegde wegen. Het uiteindelijke op het station ontvangen signaal wordt dan gevormd door een lineaire combinatie van al deze signalen.

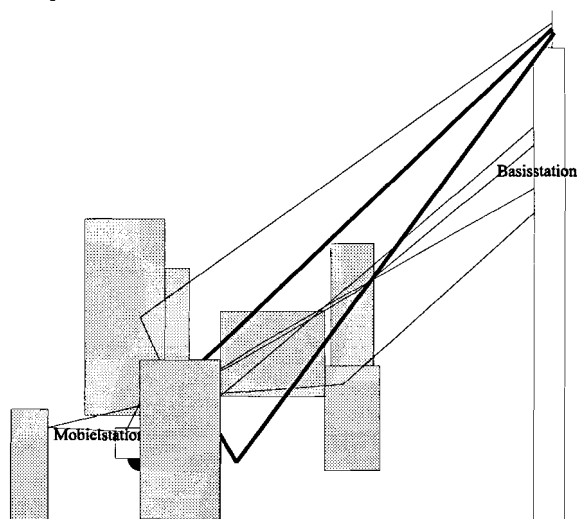
Omdat de antenne van het basisstation vaak hoog geplaatst is (hoger dan de omliggende gebouwen) zal de sector waaruit al deze multipad signalen op het basisstation worden ontvangen klein zijn (figuur 2.3), omdat de reflecterende gebouwen zich dicht bij het mobiele station bevinden. De twee belangrijkste multipadsignalen die ontvangen worden op de antenne van het basisstation zijn een directe straal en een grondreflectie (figuur 2.4). Op het mobiele station echter worden de multipad signalen ontvangen uit vele richtingen (figuur 2.3). Dit komt omdat de afstand van het mobiele station tot de reflecterende gebouwen relatief klein is



(door zijn lage positie).



Figuur 2.3: Multipad verschijnselen in het horizontale vlak.



Figuur 2.4: Multipad verschijnselen in het verticale vlak.

### 2.1.5 Omschrijving capaciteitsproblemen

Capaciteit kan op drie niveaus worden beschouwd. Namelijk op microniveau, op macroniveau en verder is er nog de totale capaciteit van het GSM-systeem (8 tijdsloten maal 124 frequenties levert 992 kanalen). De eerste twee onderscheiden zich door het gebied waarin de capaciteit wordt bemeeten.

**Definitie:** *Capaciteit is het aantal kanalen gedeeld door het oppervlak waarbinnen deze kanalen gebruikt worden.*

### 2.1.5.1 Capaciteit op microniveau

Capaciteit op microniveau ofwel microcapaciteit is de capaciteit die één cel bezit. Het gaat hierbij om de verhouding tussen het aantal frequenties binnen deze cel en het oppervlak dat deze cel bestrijkt (volgens de definitie van capaciteit). In het huidige GSM-systeem spreekt men slechts over deze capaciteit of over de totale capaciteit van 992 kanalen.

### 2.1.5.2 Capaciteit op macroniveau

Capaciteit op macroniveau ofwel macrocapaciteit is in het huidige GSM-systeem een hypothetische capaciteit, omdat er nu slechts weinig gebruik van wordt gemaakt. Het betreft hier namelijk de capaciteit die een cel heeft als hij gebruik zou kunnen maken van de frequenties van zijn omliggende cellen. Dit onderscheid tussen capaciteit op micro- en macroniveau is belangrijk voor het ontwikkelen van een toekomstig GSM-systeem. Het is namelijk de bedoeling dat een cel deze macrocapaciteit kan gebruiken om zijn eigen microcapaciteit aan te vullen. In tegenstelling tot de microcapaciteit wordt de macrocapaciteit niet gerefereerd aan een oppervlak en stelt dus in feite het aantal kanalen voor.

Men spreekt dus van capaciteitsproblemen op macroniveau als alle naburige cellen (bv. van het gehele cluster) overbelast zijn. *Het kan natuurlijk ook zo zijn dat er cellen aanwezig zijn, die dusdanig overbelast zijn dat deze overbelasting niet overgenomen zou kunnen worden door andere naburige cellen (binnen het cluster).*

### 2.1.5.3 ‘Traffic handovers’ ten dienste van de macrocapaciteit

Als de microcapaciteit te klein is om te kunnen voorzien in de behoefte aan verbindingen, dan kan het GSM-systeem d.m.v. Traffic handovers mobiele voorzien van een verbinding door reeds aangesloten mobiele toe te wijzen aan een naburige cel.

Het mobiel dat uiteindelijk zijn reeds bestaande verbinding zal moeten ruilen voor een verbinding in een naburige cel wordt geselecteerd op basis van de afstand dat het heeft tot dit overbelaste basisstation en op basis van bakensignaal metingen die het mobiele station verricht heeft aan de naburige basisstations. Op basis van deze gegevens zoekt dit overbelaste basisstation een mobiel station dat de meeste kans heeft op een succesvolle ‘handover’. Hierbij is ervan uit gegaan dat de cellen overlappen. Deze traffic handovers veroorzaken bij gebruik van rondstralers een grote kans op slechte verbindingen en kans op het wegvallen van deze nieuwe verbinding door de resulterende grote te overbruggen afstand en door het mogelijk sneller optreden van shadowing. Zo rijdt het mobiel bijvoorbeeld in de ene cel, terwijl hij in verbinding staat met een basisstation in een andere cel. Door deze grote afstand tussen dit mobiele station en het basisstation, moet zowel dit basisstation als ook het mobiele station, die beide gebruik maken van rondstralers, met veel vermogen zenden, om een voldoende signaalruis verhouding te kunnen garanderen op het ontvangende station. Dit resulteert dan in het veroorzaken van sterkere co-channel interference, waarna het basisstation over zal moeten

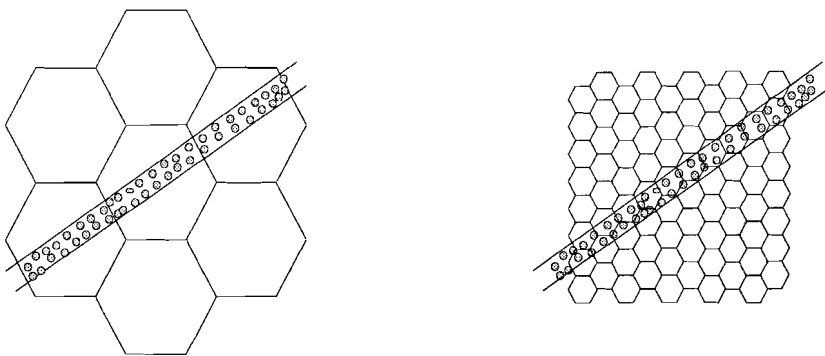
schakelen op een andere frequentie, d.m.v. een 'intracell' handover (App. A 5.4). Bij een goede keuze van de frequenties m.b.v. frequency reuse wordt deze co-channel interference geminimaliseerd.

Pas als er in de 'oude' cel een kanaal vrij komt kan er, indien nodig, een handover plaatsvinden terug naar de 'oude' cel.

### 2.1.6 Celafmetingen

De afmetingen van de cel hebben invloed op het functioneren van het GSM-systeem. De afmetingen hebben invloed op de capaciteit, het aantal handovers dat moet plaatsvinden, het aantal basisstations, de complexiteit van deze basisstations, etc.

Bij het gebruik van weinig, maar grote cellen met een hoeveelheid kanalen, neemt de macrocapaciteit toe. Deze cellen bezitten dan dezelfde microcapaciteit als een kleiner formaat cellen (frequenties/oppervlak), maar het aantal frequenties waarover ze beschikken is groter. Mocht dus nu één van deze cellen overbelast raken (capaciteitsprobleem op microniveau) dan heeft het cellen om zich heen liggen die over grotere set frequenties beschikken. Als de frequenties homogeen verdeeld zijn over het oppervlak van het verzorgingsgebied dan wordt het aantal frequenties dat de ene overbelaste cel kan lenen van zijn buurcellen groter naar mate de celdiameter van deze omliggende cellen groter wordt (fig. 2.5).



Figuur 2.5: Twee hexagonale celstructuren met verschillend formaat cellen, die beide een verschillende macrocapaciteit opleveren.

(figuur 2.5); het grotere formaat cellen (16 maal zo groot), heeft bij uniforme frequentieverdeling zonder gebruik van de macrocapaciteit, 16 maal zoveel kanalen tot zijn beschikking.

Stel nu dat zo'n grote cel 16 kanalen bezit, dan blijkt dat in het geval van de grote cellen alle mobiele een verbinding hebben, terwijl bij de 'microcellen' configuratie er 28 mobiele zijn zonder verbinding.

Bij gebruik van de macrocapaciteit krijgen de drie belaste grote cellen 208 kanalen en 20 kleine cellen krijgen 52 kanalen.

Wel moet er met zéér grote vermogens gewerkt worden op het basisstation en het mobiele station. Het vermogen van een handheld-mobiel station is momenteel maximaal 2W. Dit vermogen is zodanig dat het bij gebruik van rondstralers slechts kan functioneren in cellen

met een straal van enkele kilometers (Appendix A 3.2). Nog een grens is de maximale afstand tussen mobiel en basisstation opdat het verzonden signaal, door zijn tijdvertraging, nog past in het tijdslot waar het thuis hoort. Deze afstand is zo'n 35 kilometer (App. A 3.4).

In de praktijk (zie aannames 2.1) zal de grootte van de cel en de gebruikte set frequenties aangepast aan het gemiddelde aantal gebruikers, dat men door middel van verkeersintensiteit metingen heeft bepaald voor die specifieke plaats. Als nu de verdeling van gebruikers niet gelijk is aan de gemiddeldewaarde dan gelden dezelfde overwegingen wat betreft de vergroting van de macrocapaciteit, omdat er nu ook plaatselijk ofwel een over- ofwel een ondercapaciteit heerst.

## 2.2 Optimaliseren van het huidige GSM-systeem

Zoals al is vermeld in het begin van het hoofdstuk zijn er een aantal zaken die geoptimaliseerd zouden kunnen worden met behulp van een adaptief antennesysteem:

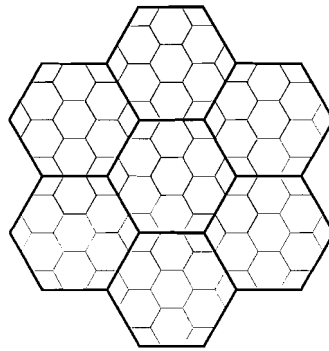
- de macrocapaciteit
- de microcapaciteit
- aantal handovers
- co-channel interference
- het uitgezonden vermogen
- de kwaliteit van het ontvangen signaal

De macrocapaciteit en tevens de microcapaciteit van het GSM-systeem kan vergroot worden door **het aantal frequenties per cel te vergroten of door de gebruikte cellen met een vast aantal frequenties te verkleinen (microcellen)**. De macrocapaciteit kan ook vergroot worden door gebruik te maken van **grotere cellen met dezelfde capaciteit** (dus meer frequenties) (zie 2.1.5). Door gebruik te maken van **meer frequenties** binnen één cel, wordt de kans groter dat men frequenties krijgt toegewezen, die zich ook in de naburige cel bevinden. Dit houdt in dat er meer co-channel interference ontvangen zal worden. In dit geval kan men niet meer uit de voeten met een rondstraler, maar moet men gebruik gaan maken van een systeem dat z'n stralingsdiagram aanpast aan de heersende omstandigheden (adaptief).

Door gebruik te maken van **microcellen** wordt de signaalsterkte op de rand van de cel groter, waardoor het signaal overal binnen de cel sterker kan zijn, dit is gunstig voor handhelds.

Wel moet het mobiele station door deze kleinere cellen vaker overschakelen van de ene cel naar de andere cel, ofwel er moeten meer handovers plaatsvinden. Een handover is een belasting van het GSM netwerk, dit resulteert in een kwaliteitsdaling van de verbinding. Door het kleinere formaat van de cellen en de grotere kans op handovers is het noodzakelijk om

gesynchroniseerd te zijn met de basisstations van meerdere cellen in de omgeving van het mobiel station. Dit kan problemen opleveren, omdat het mobiele station slechts gesynchroniseerd kan zijn met zes basisstations (Het mobiele station gebruikt twee tijdsloten om te communiceren met het bedienende basisstation; tijdens het down-link tijdslot verricht het metingen aan het bedienende basisstation. Daar het GSM-systeem gebaseerd is op TDMA met acht tijdsloten, resteren er nog zes tijdsloten waarbinnen men metingen kan verrichten aan naburige basisstations). In het geval van microcellen zou dit aantal te klein kunnen zijn voor snel bewegende mobiele stations om een goede verbinding te behouden met het GSM netwerk. Dit probleem wordt in het huidige systeem opgelost door gebruik te maken van paraplu cellen. Dit zijn grote cellen die elk een groep microcellen overkoepelen. Snel bewegende mobiele stations worden dan toegewezen aan deze paraplu cel, waardoor het aantal benodigde handovers verminderd wordt (figuur 2.6). Door het grotere aantal cellen zijn er dus meer basisstations, met de benodigde netwerkhardware nodig (App. A Hfdst. 2). Hierdoor zullen de kosten van het GSM-systeem.



Figuur 2.6 Een hexagonale cellenconfiguratie met overkoepelende paraplu cellen

## 2.3 Uiteindelijke oplossing

Om aan al deze op het eerste gezicht strijdige eisen te kunnen voldoen moeten we een systeem ontwerpen, dat gebruik maakt van grote cellen met daarin zoveel mogelijk frequenties, zodoende hebben we minder handovers nodig en krijgen we tevens een grote micro- en macrocapaciteit. Als we hieraan het optimaal gebruik van het benodigde vermogen toevoegen dan komen we uit op een systeem met een basisstation dat niet gebruik maakt van een omnidirectioneel stralingsdiagram, maar dat gebruik maakt van communicatie via een bundelvormig stralingsdiagram in de richting van het gewenste station oftewel een adaptief antennesysteem. De veroorzaakte co-channel interference wordt lager en het vermogen wordt dan optimaal gebruikt. Door dit bundelend effect kan er nu ook effectief gebruik gemaakt worden van de macrocapaciteit, omdat nu een niet overbelaste cel te hulp kan schieten als de naburige cel overbelast is en er in de overbelaste cel toch een mobiel aanwezig is dat een verbinding wil

opbouwen. Door dit bundelend vermogen wordt er dan een situatie gecreëerd, waarin het vermogen geoptimaliseerd (zo “maximaal” mogelijk) kan worden zonder onnodige co-channel interference te veroorzaken.

Het gebruik van adaptieve antennesystemen zal er dus voor zorgen dat het GSM-systeem zich steeds optimaliseert aan de hand van zijn steeds veranderende omgeving. Zo zal het systeem de contouren van zijn stralingsdiagram zodanig vormen dat de ontvangst van signalen op de gewenste stations optimaal is en dat de co-channel interference die veroorzaakt of ontvangen wordt (de frequentie van up- en downlink vormen samen een kanaal) geminimaliseerd wordt. Verder kan het adaptieve GSM-systeem de te gebruiken frequenties vrij kiezen en zodoende ook het ontvangen en veroorzaken van co-channel interference verminderen. Dit alles zal behandeld en uitgewerkt worden in het volgende hoofdstuk.

# Hoofdstuk 3

## Adaptieve antennesystemen

---

Zoals al in hoofdstuk 2 vermeld is, moet de oplossing van de problemen van het huidige GSM-systeem gezocht worden in een adaptief systeem dat de omgeving ruimtelijk indeelt ofwel het stralingsdiagram van zijn antenne aanpast aan de eisen van de gebruikers op elk willekeurig tijdstip. De gebruikte frequenties moeten zo gekozen worden dat de co-channel interference die hiermee gepaard gaat minimaal wordt.

Tijdens de behandeling van adaptieve antennesystemen gaan we uit van de celconfiguratie zoals afgebeeld staat in figuur 2.1, hierbij vormen de zeven cellen die alle over een andere frequentieset beschikken samen een cluster.

### 3.1 Voordelen adaptief systeem

In deze paragraaf worden de voordelen behandeld van een basisstation dat gebruik maakt van een ideaal adaptief antennesysteem. Adaptieve arrays worden gebruikt omdat ze co-channel interference kunnen reduceren en omdat ze met behulp van de ontvangen multipad signalen het originele signaal kunnen reconstrueren. Door het reduceren van de co-channel interference kan, voor een gegeven kwaliteitsniveau, de reuse distance verkleind worden en kan de frequentieset uitgebreid worden door frequenties te gebruiken van naburige cellen, waardoor het spectrum efficiënter gebruikt kan worden en de capaciteit van het systeem toeneemt.

Een adaptieve antenne maakt gebruik van een antennestelsel, waarmee het of een stralingsdiagram kan vormen 'naar keuze' of de richtingen van de invallende signalen kan bepalen.

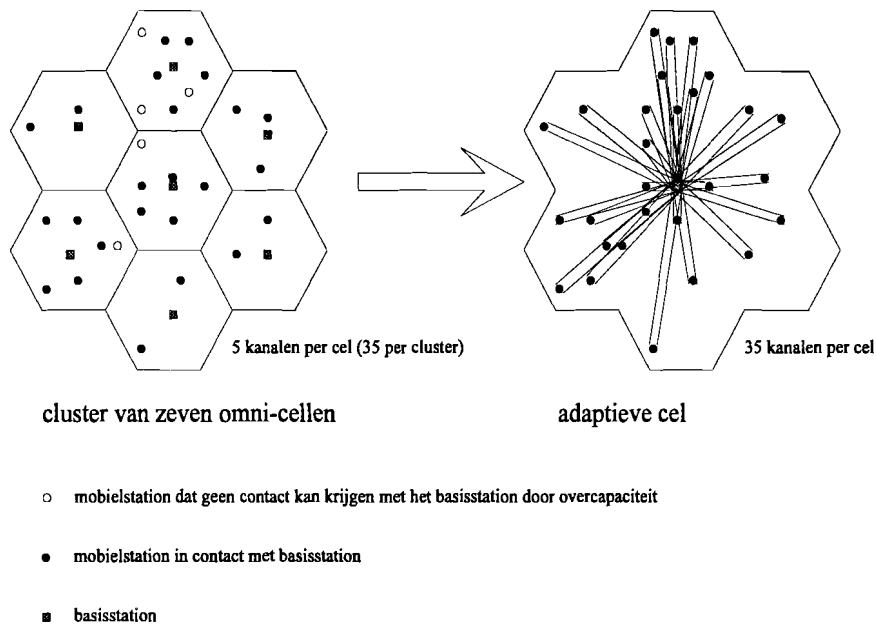
Bij GSM bestaat een kanaal uit een uplink en een downlinkfrequentie (App. A 4.1.1), het adaptieve systeem kan slechts tijdens de uplink een stralingsdiagram vormen of de richtingen bepalen, deze kan hij dan gebruiken tijdens de downlink en de daaropvolgende uplink, terwijl hij een nieuw stralingsdiagram vormt of de nieuwe richtingen bepaald.

#### 3.1.1 Oplossing van capaciteitsproblemen m.b.v. adaptieve antennes

Als we uitgaan van het gegeven dat adaptieve antennes co-channel signalen kunnen onderdrukken tijdens het vormen van het gewenste ontvangen signaal, dan zou de reuse distance minimaal kunnen worden en alle frequenties zouden gebruikt kunnen worden binnen elke cel. Zodoende maken we van een huidig cluster één grote cel waarbinnen één adaptief basisstation werkzaam is (fig. 3.1).

De totale set frequenties van deze grote cel zal dan verdeeld kunnen worden over alle gebruikers binnen deze grote cel. Zo krijgt iedere gebruiker een kanaal toegewezen ongeacht

waar (in welke voormalige cel) hij zich bevindt, totdat de totale adaptieve cel overbelast raakt (in het voorbeeld in figuur 3.1 treedt dit op bij 35 gebruikers). Het is nu mogelijk dat het aantal kanalen dat wordt toegewezen aan één voormalige cel groter is dan voorheen om aan de vraag naar kanalen te kunnen voldoen. Zodoende heeft men de capaciteitsproblemen op microniveau opgelost, door met behulp van adaptieve antennes gebruik te maken van de macrocapaciteit.



Figuur 3.1 Een cluster van zeven cellen met rondstralers wordt vervangen door één cel met een adaptieve antenne.

*In figuur 3.1 zijn de contouren van de adaptieve cel gelijk aan die van het cluster, in feite ligt het uiterlijk van de adaptieve cel niet vast. De contouren worden gevormd door de gebruikers die worden toegekend aan deze cel. De adaptieve antenne zal zodoende de meest optimale 'contour' kiezen bij de situatie waarin hij zich op dat moment bevindt.*

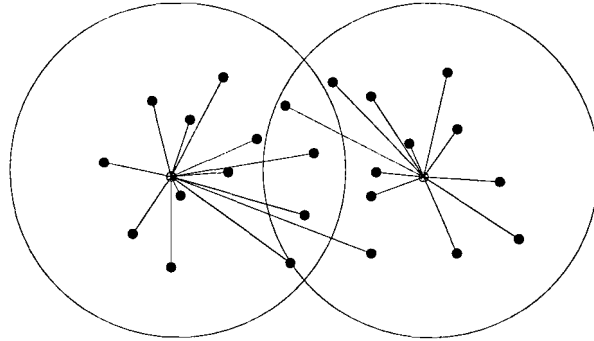
*Reëel gezien wordt de celcontour ook bepaald door de bebouwing binnen deze cel en de hoogte van de adaptieve antenne.*

### 3.1.2 Toevoeging van het GSM-systeem aangaande de capaciteit

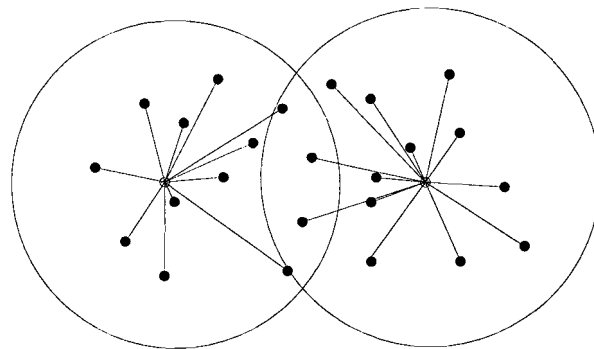
Bij overbelasting van deze zojuist beschreven adaptieve cel zullen er gebruikers verschoven worden naar naburige adaptieve cellen d.m.v. de in paragraaf 2.1.4.3 beschreven traffic handovers. Het adaptieve systeem van de naburige cel zal dan met zijn bundels (zie de verbindinglijnen in figuur 3.2 en 3.3) een betere signaalkwaliteit kunnen leveren dan met het huidige basisstation met een rondstraler (weergegeven als cirkels in figuur 3.2 en 3.3). Ook kan het winst van deze bundel zodanig aangepast worden dat de ontvangst op het mobiele



station van goede kwaliteit is. Verder zal de kans op het veroorzaken van co-channel interference in naburige adaptieve cellen kleiner worden bij afname van de bundelbreedte.



Figuur 3.2 Twee basisstations met hun verbindingen naar hun mobiele gebruikers, net voordat er vier intercell handovers optreden.

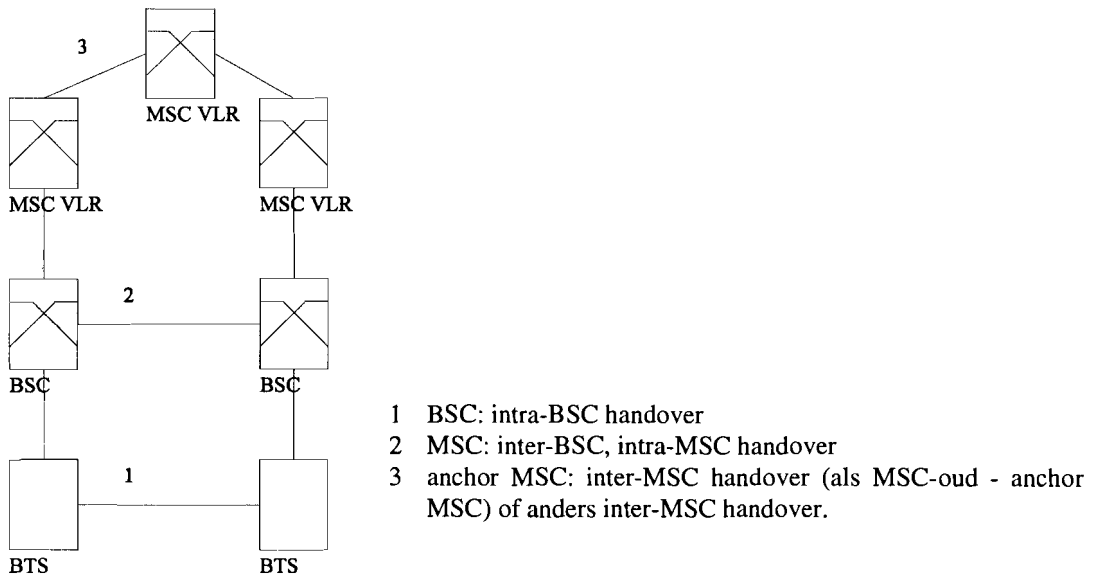


Figuur 3.3 Er hebben nu vier handovers plaatsgevonden.

### 3.1.3 Netwerkbelasting

Daar het adaptieve antennesysteem de functies zal overnemen van een cluster ofwel zeven cellen, is het aantal handovers dat plaats moet vinden bij een adaptief antennesysteem veel kleiner, dit resulteert weer in een lagere belasting van het GSM netwerk.

In de huidige systeemconfiguratie (figuur 3.4, voor meer informatie zie bijlage A 5.4) moet elke intercell handover verwerkt worden door het MSC ('Mobile service Switching Centre') VLR ('Visitors Location Register'), zodoende moet voor elke handover het systeem geraadpleegd worden. Deze gegevens moeten dan via de oude BSC ('Base Station Controller') en MSC VLR naar een overkoepelende MSC VLR (3) worden gezonden in het geval dat de nieuwe cel tot een andere groep van cellen behoort en vervolgens via de nieuwe MSC VLR en BSC naar het nieuwe basisstation. Tevens toont figuur 3.4 de verschillen in netwerkbelasting tussen een intra BSC handover, een intra MSC handover en een inter MSC handover.



Figuur 3.4 De soorten *handovers* en de daarvoor benodigde netwerkcomponenten.

### 3.1.4 Verwijderen van Co-channel Interference

Met behulp van adaptieve algoritmes is het mogelijk om ongewenste signalen te negeren, door in de richting van dit ongewenste signaal een nul in het stralingsdiagram te leggen, of door slechts een bundel te vormen in de richting van het gewenste signaal. Dit adaptief opdelen van de omgeving doet een adaptief systeem met behulp van bepaalde algoritmes. Deze algoritmes hebben alle een referentiesignaal nodig, waarmee het systeem optimaal ingesteld kan stellen.

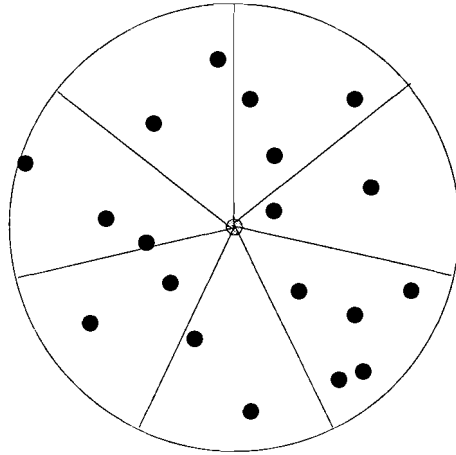
## 3.2 Principe 1: Adaptieve sectoren

Een eenvoudig te verwezenlijken adaptief systeem, dat het microcapaciteitsprobleem oplost is het adaptief aanpassen van de grootte van sectoren. Hiertoe plaatst men een adaptieve sectorantenne in de middelste cel van een cluster van 7 cellen. Vanuit het basisstation wordt het cluster opgedeeld in zeven sectoren (zie figuur 3.5), die dezelfde frequentietoewijzing hebben als de voormalige zeven cellen. Deze sectoren kunnen naar gelang de capaciteitsbehoefte breder of smaller gemaakt worden (zie figuur 3.6). Daarbij proberen we de bundelbreedte zodanig aan te passen dat de hoofdrichting van de sector zo min mogelijk verandert hoeft te worden.

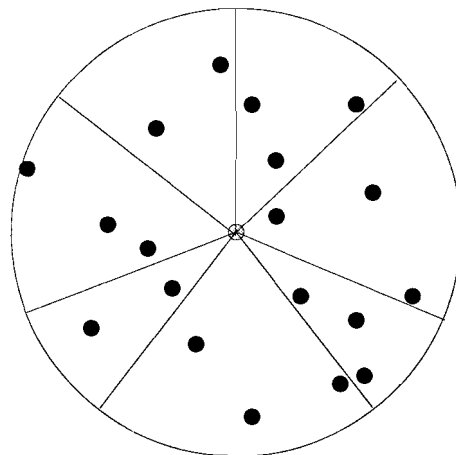
Door per sector de bezettingsgraad te bepalen kan men de grootte van iedere sector hierop aanpassen. Het nadeel dat zich voordoet is dat als de grootte van de sector veranderd wordt er ook veel *handovers* plaats moeten vinden van gebruikers, die door het smaller worden van

hun sector buiten hun sector vallen.

Het aantal handovers dat zal moeten plaatsvinden is dus meer dan dat van het huidige systeem. Het enige voordeel dat dit systeem heeft is dat het de capaciteit optimaal verdeelt over heel het cluster.



Figuur 3.5 De beginsituatie van het adaptieve sector systeem, oftewel een sectorantenne met vaste sectoren; een ongelijke verdeling van de belasting.



Figuur 3.6 De optimale instelling van de grootte van de sectoren van het adaptieve sector systeem.

### 3.3 Principe 2: ‘Optimal Combining’ algoritme

Een ander soort adaptief systeem verkrijgt men met behulp van het Optimal Combining algoritme, ook wel nulsturingsalgoritme genoemd omdat het nullen in het stralingsdiagram

legt in de richting van ongewenste signalen, ofwel de vorm van zijn stralingsdiagram aan zijn omgeving aanpast. Het uitgangspunt van dit algoritme is niet het optimaal verdelen van de gebruikers over de kanalen, maar het optimaliseren van de gewenste signalen ten opzichte van co-channel signalen. Om te weten welk signaal van de ontvangen signalen het gewenste is maakt men gebruik van eigenschappen van het signaal of men maakt gebruik van een referentie. Een van de eigenschappen die men kan gebruiken is het feit dat de amplitude van het verzonden signaal constant is (Constant Modulus algoritme; App. B 2.1.3). Een referentie die men voor het goed functioneren van het nulsturingsalgoritme kan gebruiken, bestaat ofwel uit een signaal dat hoog gecorreleerd is met het gewenste signaal (LMS; least mean square; App. B 2.1.1), ofwel een richting die overeenkomt met de richting waaruit het gewenste signaal afkomstig is (Applebaum; App. B 2.1.2). Alle andere co-channel signalen, die niet gecorreleerd zijn met dit referentiesignaal of uit andere richtingen komen worden zodoende geminimaliseerd. De overige gewenste signalen worden zodanig gecombineerd dat het uitgangssignaal ofwel een constante amplitude heeft, ofwel hoog gecorreleerd is met het referentie signaal, ofwel afkomstig is uit de referentierichting.

Het Constant Modulus algoritme (CM) kan men gebruiken omdat GSM gebruik maakt van een soort fasemodulatie (GMSK), waardoor de amplitude van het verzonden signaal nagenoeg constant is in de tijd.

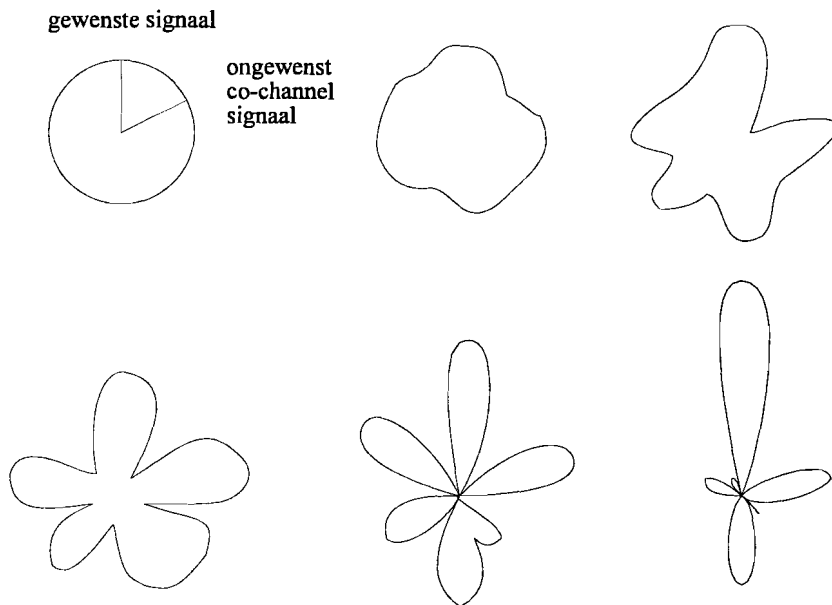
Als referentiesignaal voor het LMS algoritme zou men de 'midamblecode' ofwel 'training-sequence' (Appendix A 2.2.1 en 4.8) kunnen gebruiken, die zich midden in het verzonden signaal bevindt. Deze midamblecode is bekend op het basisstation en deze midamblecode wordt tijdens iedere burst verzonden. Deze midamblecode wordt niet gecodeerd, want codering van het verzonden signaal wordt slechts toegepast op het informatiesignaal (114 bits = 116 - 2 flags). Er zijn acht verschillende midamblecodes aanwezig. Deze worden in het huidige systeem toegewezen aan kanalen, die dezelfde frequentie gebruiken in cellen die dicht genoeg bij elkaar liggen om interferentie te veroorzaken. Deze midamblecodes zou men kunnen verdelen over de adaptieve cellen, volgens het frequency reuse principe.

Voor het bepalen van de richtingsreferentie bij het Applebaum algoritme heeft men een richtingsbepalingsalgoritme nodig, dat de hoek bepaalt waaronder het gewenste signaal invalt.

### 3.3.1 Stralingsdiagram

Het stralingsdiagram, dat ontstaat bij Optimal-Combining algoritmes zoals LMS en Applebaum is in eerste instantie omni-directioneel, vervolgens vormt er zich een bundel in de richting van het gewenste signaal (signalen in het geval van multipad verschijnselen) en minima in de richtingen van de ongecorrleerde storende signalen, die boven de ruis uitkomen (figuur 3.7). Afhankelijk van het aantal elementen ( $N$ ) van de antenne is het mogelijk om zo  $N-1$  verschillende minima's te vormen in het stralingsdiagram. Dit houdt in dat er altijd extra maxima aanwezig zullen zijn in de richtingen waaruit geen signalen afkomstig zijn, of uit

richtingen waar de signalen niet boven de ruis uitkomen.



Figuur 3.7 De vorm van het stralingsdiagram verkregen met behulp van het LMS-algoritme in de loop van de tijd, het algoritme optimaliseert het gewenste signaal t.o.v. het ongewenste co-channel signaal.

### 3.3.2 Discontinue transmissie

In de praktijk kan de omgeving van het basisstation snel veranderen, dit komt door het feit dat er *intracell handovers* kunnen plaatsvinden, waardoor het co-channel interference niveau sterk zal veranderen. Het is daarom haast niet mogelijk om het Optimal Combining algoritme te laten convergeren gedurende meerdere tijdsloten. Het Optimal Combining algoritme gaat dan sub-optimaal werken, omdat het middelt over een tijdsspanne waarbinnen het co-channel interference niveau sterk verandert. Het zou zelfs kunnen gebeuren dat het algoritme niet meer convergeert. Dus moet het Optimal Combining algoritme worden toegepast over een tijdsspanne waarbinnen geen intracell handovers kunnen plaatsvinden. Dit resulteert in een convergentie van het Optimal Combining algoritme op burst basis.

Omdat in het GSM-systeem gebruik gemaakt wordt van discontinue transmissie (App. A Hfdst. 5.3), om het veroorzaken van co-channel interference te verminderen, kan het zijn dat juist op het moment als het algoritme zich optimaliseert aan de hand van zijn omgeving, een ongewenst co-channel mobiel station (dat communiceert via hetzelfde kanaal) geen informatie verzendt. Hierdoor wordt er in stralingsdiagram geen minimum gelegd in de richting van dit ongewenste mobiel. Als nu vijf burstperiodes later dit stralingsdiagram gebruikt wordt om gegevens naar het gewenste mobiele station te sturen dan zal het co-channel mobiel veel last

hebben van co-channel interference, omdat er in zijn richting nu signalen vanaf dit basisstation worden verzonden.

Als op het moment dat het algoritme het stralingsdiagram optimaliseert, het gewenste mobiel geen gegevens verzendt, dan zal er geen optimum gevormd kunnen worden in de richting van het gewenste mobiele station, waardoor het verzenden van informatie met behulp van dit stralingsdiagram zal resulteren in een zeer laag ontvangen vermogen op het gewenste mobiele station. Dit algoritme is dus in deze vorm (dus toegepast op het basisstation) niet toepasbaar in mobiele communicatie waarbij discontinue transmissie mogelijk is.

Verder is door het feit dat dit Optimal Combining algoritme co-channel interferentie veroorzaakt, dit algoritme niet bruikbaar in het adaptieve GSM-systeem, waarbij men geen frequency reuse heeft toegepast.

### 3.3.3 Verbetering van de signaalkwaliteit op het mobiele station

Van de drie hier behandelde algoritmes zal een adaptief systeem met het Constant Modulus algoritme het eenvoudigst te realiseren zijn omdat het slechts uitgaat van de eigenschap dat het uiteindelijke signaal een constante amplitude moet hebben.

Het adaptieve GSM-systeem dat we verkrijgen door gebruik te maken van het Constant Modulus algoritme gebruikt dezelfde celindeling en frequentieverdeling (dus frequency reuse) als het huidige GSM-systeem. Het huidige GSM-systeem wordt dan voorzien van adaptieve antennes op het mobiele station, die gestuurd worden door het Constant Modulus algoritme. Deze adaptieve antenne zal met behulp van het Constant Modulus principe ervoor zorgen dat de gewenste signalen zo goed mogelijk worden ontvangen, door het optimaal combineren van alle ontvangen multipad signalen.

Door het frequency reuse principe worden op een willekeurig tijdstip en op een willekeurige frequentie slechts die signalen ontvangen die afkomstig zijn van het gewenste basisstation. In de GSM ontvanger is een algoritme ingebouwd dat multipad optimaal combineert tot één uitgangssignaal, dus is het beter om geen preprocessing toe te passen op het ontvangen signaal met behulp van Optimal Combinings algoritmes.

## 3.4 Principe 3: Bundelsturing (beamforming)

Een ander soort algoritme is het sturen van een bundel slechts in de richting van het gewenste signaal; hierdoor is de co-channel interference die veroorzaakt wordt in naburige cellen minimaal. Dit algoritme heeft als referentie de hoek nodig, waaronder het gewenste signaal invalt op de antenne. Voor het bepalen van deze richting moet men gebruik maken van een positiebepalingsalgoritme.

### 3.4.1 Richtingbepaling

Bij bundelsturing is het noodzakelijk om te weten in welke richting de bundel gestuurd moet worden. Hiertoe moet men gebruik maken van een algoritme dat continu het gewenste signaal volgt.

Het volgsignaal wordt verkregen door het steeds herhalen van de richtingsbepaling van het gewenste signaal. Hiertoe moet men eerst een betrouwbare initiële richtingsbepaling doen. Het probleem dat zich voordoet is dat het mogelijk moet zijn om het gewenste signaal te onderscheiden van alle andere co-channel signalen. Alle signalen binnen de cel bezitten een eigen kanaal, d.w.z. een bepaalde frequentie in een bepaald tijdslot, dat de gebruiker ervan uniek maakt binnen deze cel (Appendix A Hfdst. 3), maar signalen in de naburige cellen kunnen zich ook op zo'n kanaal bevinden (we gaan niet uit van frequency reuse).

Indien men de midamblecodes verdeeld over de naburige cellen, kan men deze code gebruiken om het gewenste signaal te selecteren. Men kan ook gebruik maken van een richtingsbepalingssysteem, zonder gebruik te maken van deze midamblecodes, d.m.v. sectoriele richtingsbepaling.

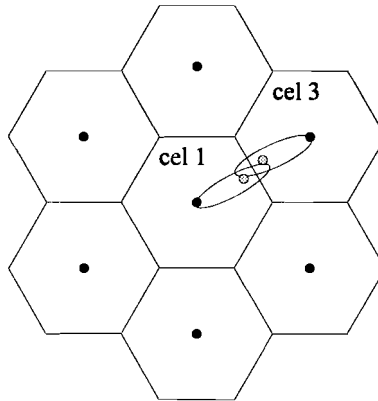
#### 3.4.1.1 Sectoriele richtingsbepaling

Bij het sectorieel bepalen van de richting van het gewenste signaal gaat men ervan uit dat de sector zo klein is dat de kans dat zich binnen deze sector co-channel signalen bevinden te verwaarlozen is. Met behulp van vorige metingen vormt men een sector waarbinnen naar alle waarschijnlijkheid zich het gewenste signaal nog steeds bevindt. Binnen deze sector bepaalt men dan de actuele richting en gebruikt deze de volgende keer weer om het af te scannen gebied vast te leggen. Hierdoor benodigt het algoritme minder rekentijd.

#### 3.4.1.2 Interferentieoplossing door GSM

De uitgangspunten uit de vorige paragraaf zijn gerechtvaardigd, omdat het huidige GSM-systeem er voor zal zorgen dat zich binnen een sector geen co-channel signalen zullen bevinden. De procedure binnen GSM die dit zal voorkomen is de intracell handover (Appendix A 5.4). Hiertoe houdt GSM continue het interferentieniveau bij op zowel alle gebruikte kanalen alswel op de kanalen, die nog vrij zijn. Mocht nu op een bezet kanaal het interferentieniveau hoger worden dan op een nog te vergeven kanaal, dan worden deze kanalen gewisseld, waardoor continue het interferentieniveau op de reeds gebruikte kanalen geminimaliseerd wordt. Met behulp van dit algoritme kan de kans dat zich twee co-channel signalen binnen één sector bevinden uitgesloten worden (figuur 3.8), omdat als twee mobielen op eenzelfde kanaal elkaar naderen er een hoog interferentieniveau wordt gemeten, waardoor het GSM-systeem het kanaal gaat verwisselen met een ander kanaal dat minder interferentie vertoont. Het interferentie niveau waarbij het systeem van kanaal gaat wisselen is door de systeembeheerder van tevoren in te stellen.

*Bij een bundelbreedte van 20 graden is de kans op het ontvangen van co-channel interferentie afkomstig uit een naburige cel maximaal 1,85 procent. (figuur 3.8; de kans dat de bundel van een gebruiker uit bijvoorbeeld cel 3 in de richting van het basisstation van cel 1 wijst is 1/18, verder is de kans dat de bundel van een mobiel station uit cel 1 in de richting van het basisstation van cel 3 wijst tevens 1/18, verder bevinden zich zo zes basisstations om die van cel 1). Hierbij is ervan uitgegaan dat dit kanaal in alle naburige cellen is toegekend.*



Figuur 3.8 De twee mobiele stations hebben beide door de inmiddels sterk toegenomen co-channel interferentie een ander kanaal toegewezen gekregen waarop de gemeten co-channel interferentie lager was.

### 3.4.1.3 Co-channel interferentiemeting op vrije kanalen

Om nog een grotere systeemkwaliteit te verkrijgen zou het beter zijn om de interferentie op de nog vrije kanalen slechts te meten in de richting waarin een kanaal wordt gebruikt dat teveel last heeft van interferentie. Zo wordt er namelijk niet omni-directioneel de interferentie op de nog vrije kanalen gemeten, maar in de richting waarin straks met dit nieuwe kanaal zal worden gebruikt, hierdoor kunnen er betere kanaaltoewijzingen plaatsvinden en is de kans op nogmaals een hoog interferentieniveau op dat nieuwe kanaal kleiner geworden. Dit is alleen noodzakelijk als bijna alle kanalen zijn toegewezen in het gehele cluster, omdat dan met een rondstraler interferentie wordt gemeten op de vrije kanalen.

Wordt nu slechts de interferentie gemeten in de richting gekeken waar intracell handover moet plaatsvinden dan kan het interferentieniveau lager zijn dan de gemeten interferentie m.b.v. de rondstraler.

## 3.4.2 Database

Om systematisch een verband te kunnen leggen tussen het kanaal van de gebruiker en de richting waarin de gebruiker zich bevindt kunnen we gebruik maken van een database. In het GSM-systeem is een database aanwezig, die de relatie bijhoudt tussen de gebruiker en het kanaal waarbinnen de gebruiker communiceert. Deze relatie wordt bijgehouden in het BSC



(Base Station Controller). Als nu een database in het adaptieve systeem wordt opgenomen dat het verband weergeeft tussen kanaal en richting, dan geven deze twee databases samen het verband weer tussen gebruiker en richting.

## 3.5 Afweging Nulsturings- of bundelsturingsalgoritmes

Nu we beide algoritmes bekeken hebben kunnen we al een afweging maken wat betreft het praktisch nut en de voor- en nadelen van beide algoritmes. Het bundelsturingsalgoritme heeft als voordeel dat het steeds voorafgaande gegevens van de richting kan gebruiken als uitgangspunt voor een nieuwe richtingsbepaling.

Zoals al is gebleken in paragraaf 3.3 kan het Optimal Combining algoritme de multipad signalen die op het basisstation binnen een kleine hoek worden ontvangen, niet optimaal combineren, omdat de hoek waaruit de multipad signalen afkomstig zijn kleiner zal zijn dan een minimale bundelbreedte die te realiseren is door de gebruikte antenne op the basisstation.

Dit optimaal combineren van de ontvangen multipad signalen wordt door de equalizer van het GSM-systeem gedaan waardoor het nutteloos is of zelfs leidt tot slechtere prestaties als een *Optimal Combining* algoritme een uitgangssignaal aan de demodulator levert dat reeds voorbewerk is (Appendix A 4.8).

Verder zal het Optimal Combining algoritme meer co-channel interference opleveren dan het bundelsturings algoritme, omdat het Optimal Combining algoritme uitgaat van het minimaliseren van ontvangen co-channel signalen die door discontinue transmissie niet continu aanwezig zullen zijn (3.3.2). Ook is het niet mogelijk om de winst die de antenne heeft in de richting van het gewenste mobiele station in te stellen. Verder zal het Optimal Combining algoritme gevoeliger zijn voor fouten in het systeem door de scherpe smalle nullen in zijn gevormde stralingsdiagram in de richting van de ongewenste signalen.

### 3.5.1 Invloed van onnauwkeurigheden

Het adaptieve systeem dat we gaan ontwikkelen zal altijd last hebben van onnauwkeurigheden. Dit kan optreden tijdens het verwerken van de signalen door het algoritme. Hiertoe zullen de ontvangen signalen eerst naar een lagere frequentie gemixt moeten worden. Door niet-lineariteiten in het systeem zal het gemixte signaal niet de exact juiste informatie leveren aan het gebruikte algoritme en vervolgens niet de juiste gewogen signalen (na het terug converteren) op de elementen van de antenne zetten. Dit resulteert in een minder exacte richting van minima's en maxima's. Verder zullen de minima's minder "diep" zijn. Het effect dat hierdoor optreedt is dat bij Optimal Combining de co-channel signalen minder goed geminimaliseerd zullen worden. Verder zal de hoofdmaxima door de richtingsfout in beide algoritmen iets naast het gewenste signaal wijzen. Bij het Optimal Combining algoritme worden dan ook

maxima in de richting van co-channel signalen gedraaid, die eerst geen invloed uitoefenen op het ontvangen signaal.

Zo zal in het nulsturingsalgoritme in deze gevallen een lagere SINR opleveren dan een bundelsturingsalgoritme.

### 3.5.2 Keuze van het adaptieve algoritme

Afhankelijk van hoe de omgeving van de adaptieve antenne er uitziet kunnen we een algoritme selecteren. Zoals bleek uit paragraaf 3.3.3 is het Optimal Combining algoritme het best toepasbaar op het mobiele station, omdat de gewenste signalen afkomstig kunnen zijn uit een verscheidenheid aan hoeken, die zodoende optimaal gecombineerd kunnen worden. Verder wordt in deze configuratie het probleem met discontinue transmissie opgelost omdat het basisstation geen gebruik maakt van discontinue transmissie. Zo zal dus het bundelsturingsprincipe gunstiger zijn op het basisstation, omdat alle multipad signalen toch binnen de bundel vallen. Wel moet uitgezocht worden wat de invloed is van een Optimal Combining algoritme als pre-processor voor de GSM ontvanger.

Een belangrijk probleem dat optreedt bij het gebruik van een adaptief systeem op het basisstation in grote cellen (groter dan 2 km.) is het feit dat de signalen die het mobiele station verzendt voordat het een verbinding heeft opgebouwd met het GSM-systeem een te lage signaal-ruisverhouding hebben. Dit houdt tevens in dat mobiele stations in grote cellen (handhelds in cellen groter dan twee kilometer) geen verbinding op kunnen bouwen, omdat het ontvangen signaal op het basisstation te zwak is om succesvol te kunnen demoduleren. We moeten er dus voor zorgen dat de gain van de rondstraler op het basisstation groter wordt.

Uit het voorafgaande blijkt dat het bundelsturingsalgoritme de meeste voordelen oplevert. Daar het implementeren van het richtingsbepalingsalgoritme op het mobiele station duurdere en complexere apparatuur oplevert, wordt er in het hierop volgende onderzoek uitgegaan van een bundelsturingsalgoritme toegepast op het basisstation.

# Hoofdstuk 4

## Het Adaptieve GSM-systeem

---

In dit hoofdstuk wordt het adaptieve systeem beschreven dat gebruik maakt van bundelsturing. Met behulp van dit systeem willen we de capaciteit vergroten en de signaalkwaliteit verbeteren. Het systeem dat hier ontstaat, zal zich steeds zo optimaal mogelijk aanpassen aan zijn omgeving.

### 4.1 Celindeling

Iedere nieuwe cel in het nieuwe adaptieve GSM-systeem waarvan we de capaciteit willen vergroten zal alle mobiele stations bedienen die zich binnen het oppervlak van een huidig cluster van oude cellen bevinden. Hiermee krijgen we grote cellen, waarbinnen de helft\* van alle frequenties van de GSM frequentieband wordt gebruikt. De co-channel interference, die hiermee veroorzaakt zal worden, willen we dan minimaliseren door gebruik te maken van adaptieve antennes.

*\*Dit is noodzakelijk omdat twee naburige frequentiebanden elkaar gedeeltelijk overlappen.*

### 4.2 Adaptieve antennes

In dit nieuwe systeem is ervoor gekozen om de rondstralers van de basisstations te vervangen door adaptieve bundelsturende antennes. De antennes op de mobiele stations blijven onveranderd. Hiervoor is gekozen om de kosten die hiermee gepaard gaan te drukken. Een andere en belangrijkere reden is dat de omgeving van het mobiele station zeer snel verandert door reflecties, diffracties en multipad effecten. Hierdoor er zeer hoge eisen gesteld moeten worden aan het adaptieve systeem, mede door het feit dat de signalen die op het mobiele station ontvangen worden afkomstig zijn uit vele ver uit elkaar liggende richtingen.

### 4.3 De adaptieve basisstations

De bundels die gebruikt worden op het basisstation bezitten vormen die van te voren voor elke "situatie" (afstand & richting) opgeslagen zijn in een database. Om deze bundels te kunnen sturen in de richtingen van de gewenste mobiele stations moet men de richting kunnen bepa-

len waarin zich deze gewenste mobiele stations bevinden.

## 4.4 Het Direction Of Arrival (DOA) algoritme

De algoritmen die we nodig hebben om de richting van de aanwezige signalen te kunnen bepalen staan beschreven in Appendix B 2.2. De eisen die we stellen aan het uiteindelijk te kiezen algoritme zijn:

- moet kunnen zoeken in alle richtingen in het horizontale vlak (360 graden) moet snel zijn (convergeren binnen 2.3 ms = 4 tijdsloten\*) hoeft geen onderscheid te maken tussen signalen en hun multipad (resolutie van het algoritme)

*\*Dit is namelijk de tijd tussen het up-link tijdslot en het down-link tijdslot.*

Zoals al blijkt uit Appendix B2.2 is slechts het “MUSIC” algoritme geschikt omdat “ESPRIT” slechts de richting van signalen kan bepalen binnen een hoek van 180 graden.

Enige implementaties van het MUSIC algoritme laten zien dat binnen 385  $\mu$ s het algoritme een goede schatting kan geven van de richtingen van de signalen met behulp van een circulair dipool array [Appendix B ref. 10]. Het MUSIC algoritme kan in zijn basisvorm volgens de vakliteratuur niet omgaan met multipad, maar wel als het gebruik maakt van Forward/Backward Spatial Smoothing (Appendix B 2.2.1.4). De ontwikkeling en modificaties van DOA algoritmen gaat nog steeds verder, wat betreft de resolutie of het aantal coherente signalen dat gedetecteerd kan worden. Deze ontwikkeling zorgt ervoor dat er steeds meer multipad signalen afzonderlijk herkend kunnen worden. In ons geval is het onderling onderscheiden van multipad signalen niet van belang en zelfs door de grotere benodigde rekencapaciteit een nadeel. Dit houdt in dat we zelfs toe zouden kunnen met een algoritme dat slechts een lage resolutie heeft. En wel zo laag dat het algoritme een groepje signalen (directe straal plus multipad) ziet als één signaal. Deze eis is zo laag omdat de bundel van het bundelstuuringsalgoritme toch de volledige groep signalen (directe straal met multipad) omvat. (De equalizer van het GSM-systeem zal er dan voor zorgen dat er een juiste optelling van de ontvangen multipad signalen plaatsvindt.) Dit houdt uiteindelijk in dat men toe zou kunnen met een kleiner array (een array met minder elementen zal een kleinere resolutie tot gevolg hebben).

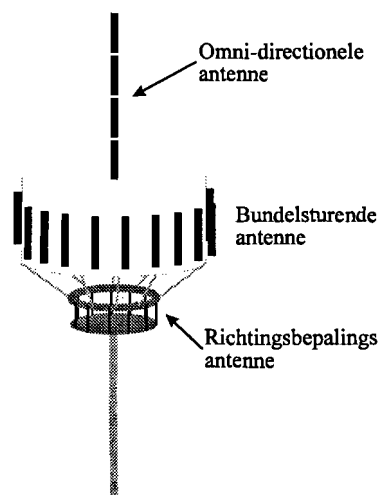
## Hoofdstuk 5

# Het GSM-systeem met bundelsturing

### 5.1 De antennes van het adaptieve GSM basisstation

De antenne die geïnstalleerd zal worden op de adaptieve GSM basisstations moet dus bundels kunnen vormen en moet ook gebruikt kunnen worden door het richtingsbepalingsalgoritme. Verder moeten er ook in alle richtingen synchronisatiesignalen of andere point-multipoint berichten uitgezonden kunnen worden naar alle mobiele die zich in 'idle mode' bevinden. Deze rondstraler moet een grotere winst hebben dan voorheen om de signalen van de zich in idle mode bevindende mobiele stations goed te kunnen ontvangen. Hiertoe maken we gebruik van een array in het verticale vlak ofwel een array van meerdere rondstralers boven elkaar. Hierdoor wordt de winst verhoogd in het horizontale vlak.

Om in alle richtingen een identieke situatie te kunnen creëren ligt het voor de hand om voor de adaptieve antenne gebruik te maken van een circulair dipoolarray, dit type antenne willen we gebruiken om bundels te sturen in de richting van de gewenste gebruiker en voor het bepalen van de richting waarin deze gewenste gebruiker zich bevindt. In het geval van bundelsturing zullen we de antenne uitbreiden met een 'backing-reflector' (figuur 5.1). Hierdoor wordt de bundelbreedte smaller. Als vuistregel zal voor de bundelbreedte (de breedte van de bundel tussen twee minima in het stralingsdiagram)  $\lambda/D$  rad genomen kunnen worden. Bij een diameter van 1 meter kom je uit op bundelbreedtes van ongeveer 20 graden.



Figuur 5.1 Antenneconfiguratie met een array voor het richtingsbepalingsalgoritme, een array voor de bundelsturende antenne en een array voor de rondstraler.

## 5.2 Bundelsturing op basisband

Op elke gebruikte frequentie en binnen ieder tijdslot moet een bundel gestuurd worden in de richting van het daarbij behorende mobiele station. Dit sturen van een bundel, met vorm, wordt gedaan door de signalen op de elementen van de adaptieve antenne elk een zodanige aanpassing van fase en amplitude te laten ondergaan, dat de bundel gestuurd wordt in de goede richting.

Daar de frequentiebanden uit de totale GSM frequentieband zeer smal zijn (200kHz in een band van 890 MHz) kunnen we deze frequenties slechts op basisband zodanig van elkaar scheiden dat we ze afzonderlijk een stralingsdiagram kunnen toekennen m.b.v. Digital Signal Processors (DSP).

Hiertoe moeten we de door de dipolen ontvangen signalen omlaag converteren. Als we eenmaal de signalen op basisband hebben kunnen we de afzonderlijke frequenties verkrijgen door te filteren en per tijdslot kunnen we de kanalen dan afzonderlijk bewerken (met behulp van tijdslotsynchronisatie).

## 5.3 Het verwerken van de signalen

Nu kunnen we per kanaal de richting van het signaal bepalen met behulp van een richtingsbepalingsalgoritme.

### 5.3.1 Opslaan van de weegfactoren

Nadat we de richting van het gewenste mobiele station bepaald hebben, passen we de fase en amplitude van alle signalen, één per dipool, zodanig aan dat de bundel in de goede richting wijst en de juiste winst heeft. Deze winst is afhankelijk van de afstand tussen het mobiele station en het basisstation. Hiervoor gebruiken we een 'look-up table' waarin alle weegfactoren staan behorende bij een bepaalde richting en een bepaalde afstand. Dit is mogelijk omdat men maar een eindig aantal mogelijkheden heeft om een bundel te vormen met een "beperkt" aantal dipool elementen. De bundelvorm met de daarbij behorende weegfactoren wordt zolang gebruikt totdat er door veranderingen van de positie van het mobiele station (richting of afstand) voor een andere bundel moet worden gekozen.

Door intra-cell handovers worden de frequenties die toegewezen zijn vervangen door andere frequenties waarvoor de gemeten interferentie lager is. Deze frequenties worden alle opgeslagen in het BSC. Zodoende bestaat er altijd een verband tussen de gebruiker en zijn toegewezen kanaal. Het is nu van belang dat er een verband bestaat tussen de gebruiker en de richting waarin hij zich bevindt. Als dit gekoppeld wordt aan de gegevens in de BSC dan

bestaat er een eenduidig verband tussen het kanaal en de richting.

Om de richting waarin de bundel moet worden opgezet actueel te houden wordt er iedere keer als het mobiele station informatie verzendt, op zijn kanaal in zijn up-link tijdslot, precies bepaald waar het zich bevindt. De tijd waarin het mobiel zendt is 0,6 ms. Vijf tijdsloten later, tijdens het down-link tijdslot moeten de gegevens in de richting van dit mobiel gezonden worden m.b.v. een gekozen bundel met zijn weegfactoren.

## 5.4 Gebruik van rondstralers

Kanalen waarvan de signalen en signalering verzonden worden via een rondstraler zijn de 'point-to-multipoint' kanalen. Dit zijn onder andere het 'Broadcast Control Channel' (BCCH) ter synchronisatie van het mobiele station, het 'Common Control Channel' (CCCH) en het 'Cell Broadcast Channel' (CBCH). Het 'Broadcast Control Channel' bestaat uit het 'Frequency Connection Channel' (FCCH) en uit een 'Synchronisation Channel' (SCH). Het 'Common Control Channel' omvat het 'Random Access Channel' (RACH) het uplink gedeelte en het 'Access Grant Channel' (AGCH) en de 'Paging Channel' (PCH) het downlink gedeelte. Voor de betekenis en functie van deze kanalen zie Appendix A Hfdst.4.

## 5.5 Metingen en opbouwen van een radioverbinding

In GSM is de minimale snelheid waarmee metingen worden gerapporteerd één maal per seconde. Het mobiele station moet metingen rapporteren, die verricht zijn aan de bedienende cel, maar ook aan zoveel mogelijk naburige cellen, die als doelcellen zouden kunnen optreden. Dit is zeker noodzakelijk bij 'confinement' handovers (App. A 5.4), omdat het mobiele station niet genoeg kennis heeft over de celplanning aspecten om te kunnen bepalen welke naburige cel de beste doelcel zou kunnen zijn. Zo'n keuze hangt niet alleen af van het verlies op het propagatiepad, maar ook van de maximale transmissievermogen, celgrootte, etc.

## 5.6 Nabuurcel metingen

Dankzij het TDMA karakter kan het mobiele station metingen doen aan meerdere basisstations bij gebruik van slechts één ontvangereenheid. Het mobiele station meet namelijk de signaalsterkte van de naburige cellen tijdens het interval tussen de uitzending van een uplink burst en de ontvangst van een downlink burst. Hiertoe moet elke BTS continue (in iedere burstperiode) op één frequentie een signaal met constant vermogen uitzenden m.b.v. een

rondstraler. Het mobiele station moet ten eerste vaststellen op welke frequenties deze metingen gedaan moeten worden. Hiertoe moet het mobiele station signalen met frequenties, die worden gebruikt als bakenfrequenties in omliggende cellen onderscheiden van andere potentiële storende signalen om er zeker van te kunnen zijn dat er aan de juiste cellen metingen worden verricht. De mobiele stations krijgen hiertoe een lijst van de te meten frequenties toegezonden. Het mobiele station zal steeds kijken of het signaal een FCCH (Frequency Connection Channel) en een SCH (Synchronisation Channel) bevat, dit zorgt er ook voor dat het mobiele station voor-gesynchroniseerd wordt.

## 5.7 Een gesprek opbouwen vanuit het mobiele station

Als een mobiel station een verbinding wil opbouwen, dan zendt het een bericht via het RACH (Random Access Channel). Dit RACH is het uplink deel van het CCCH (Common Control Channel). Dit kanaal is op elk tijdslot 0 beschikbaar en kan door verschillende mobielen tegelijkertijd gebruikt worden. Het GSM-systeem maakt vervolgens een keuze welke van deze mobielen toegelaten wordt. Dit gebeurt onder andere aan de hand van het ontvangen vermogen van deze mobielen. Een mobiel dat een signaal verzendt dat geschikt genoeg is om gedecodeerd te kunnen worden kan zodoende toegelaten worden tot het systeem.

Het RACH blijft een kanaal dat ontvangen moet worden met een rondstraler. Dit moet zo blijven omdat namelijk het GSM-systeem zelf een keuze moet maken welk mobiel station toegang krijgt en welk mobiel station geweigerd wordt. Dit wordt gedaan aan de hand van de reden van het mobiele station waarom het een verbinding wil aangaan (noodgeval) of aan de hand van de groep waarin het mobiele station is ingedeeld. Het mobiele station blijft net zo lang het bericht verzenden totdat het toegelaten wordt tot het systeem, of totdat het een bericht krijgt van het basisstation via het BCCH (Broadcast Control Channel) dat het in de wachtstand moet schakelen of dat het moet stoppen met het zenden van berichten (dit kanaal wordt door een rondstraler verzonden).

Het totaal aantal herhalingen en de tijd tussen deze herhalingen kunnen ook ingesteld en verzonden worden via BCCH. Dit gebeurt vier maal per seconde. Tijdens dit bericht kunnen bepaalde klassen (hierin zijn alle mobiele stations naar willekeur opgedeeld) het bericht krijgen dat ze geen toegang krijgen tot dit basisstation, om ervoor te zorgen dat er geen capaciteits problemen gaan optreden. Het adaptieve GSM-systeem zou nu al kunnen bepalen, met behulp van het toepassen van richtingsbepalingsalgoritmen zoals MUSIC (zie appendix B 2.2.1) uit welke richtingen de signalen ontvangen worden op de RACH, om deze gegevens te gebruiken als initiële richtingsinformatie. Zo vindt men dus alle mobielen binnen de cel die een verbinding tot stand willen brengen. Deze richtingen worden opgeslagen om later te gebruiken. Het is dus handig en nuttig om per cel de RACH een zodanige frequentie toe te kennen dat de RACH binnen elke cel een andere frequentie heeft, deze frequenties worden



verdeeld volgens het frequency reuse principe, zodoende is het aantal gevonden richtingen kleiner en zullen er theoretisch gezien zevenmaal minder elementen nodig zijn op de antenne.

Ook voor het downlink kanaal het PAGCH (Paging and Access Grant CHannel) kan men geen gebruik maken van bundelsturing, omdat men nog niet bepaald heeft welke richting bij de toegelaten gebruiker behoort, tevens omdat het PAGCH ook signalen verzendt voor mobielen die niet toegelaten worden tot het systeem.

### 5.7.1 Kanaaltoewijzing

In het downlink signaal van het PAGCH wordt het kanaal bekend gemaakt dat toegewezen is door de Base Station Controller (BSC). Dit kanaal wordt tijdens de verdere verbinding bijgehouden in de BSC.

Op dit kanaal gaat het richtingsbepalingsalgoritme het gewenste signaal weer zoeken in alle richtingen (initiële richtingsbepaling), terwijl er gecommuniceerd wordt met behulp van de rondstralers. Zo zal het algoritme de richtingen bepalen van alle mobielen die op dit kanaal aanwezig zijn. Dus van het ene mobiel dat zich binnen deze cel bevindt, maar ook van mobielen die zich in naburige cellen op deze frequentie bevinden. De kans dat het algoritme meerdere mobielen vindt op één kanaal wordt groter naarmate er meer gebruikers per cel aanwezig zijn, waardoor de keuze van vrije kanalen beperkter wordt. Omdat er altijd door het GSM-systeem wordt gezocht naar een toe te wijzen kanaal, waarop zo min mogelijk co-channel interference wordt gemeten (oftewel signalen van gebruikers van naburige cellen) zal het aantal co-channel signalen in elke situatie minimaal zijn.

Zodoende zal tijdens de omni-directionele richtingsbepaling vaak slechts één signaal, dat van het gewenste mobiel, gevonden worden. Door nu deze richting(en) te vergelijken met de reeds opgeslagen richtingen van alle mobielen binnen deze cel die een verbinding wilden opbouwen, kan men de richting vaststellen van het gewenste mobiel. Als dan vervolgens de richting waaruit het gewenste signaal afkomstig is bekend is, zal er gebruik gemaakt gaan worden van communicatie via een bundelvormig stralingsdiagram.

Verder zou het signaal herkend kunnen worden door elke cel te laten beschikken over zijn eigen midamble code die slechts verzonden wordt door de bij hem aangesloten mobiele stations. Deze procedure zal slechts in gevallen van hoge belasting echt noodzakelijk zijn.

## 5.8 Een gesprek opbouwen naar een mobiel station

Als er contact moet worden gelegd met een mobiel station waarmee een verbinding moet worden opgebouwd, dan zendt het basisstation een bericht, met daarin de specifieke code behorende bij het gewenste mobiele station. Dit gebeurt door het zenden van een 'RIL3-CC SETUP' bericht met een rondstraler. Als het gesprek mogelijk is antwoordt het mobiel met

een 'RIL3-CC CALL CONFIRMED' bericht. Dit bericht kan men gebruiken om te bepalen waar het mobiel zich bevindt, door gebruik te maken van het richtingbepalingsalgoritme en dit in alle richtingen te laten zoeken naar een signaal op dit kanaal.

Tegelijkertijd wordt het signaal weer ontvangen door een rondstraler. Daarna volgt er een 'RIL3-CC CONNECT' bericht als de telefoon wordt opgenomen op het gewenste mobiel. Dit bericht kan ook gebruikt worden om de richting van deze gebruiker te bepalen. Nu het kanaal is afgesproken, kan de communicatie beginnen, dit met behulp van bundels in de richting van het mobiel waarmee men contact heeft opbouwd.

## 5.9 Richtingbepalingsalgoritmes

Nu we de initiële richtingsbepaling gedaan hebben kunnen we het richtingsbepalingsalgoritme toepassen in het juiste tijdslot binnen een sector waarin het mobiel zich naar alle waarschijnlijkheid nog zal bevinden. Hierdoor wordt de benodigde reken capaciteit gereduceerd en tevens de kans op het ontvangen van co-channel signalen (minder elementen benodigd). Maar het belangrijkste voordeel van het toepassen van een DOA algoritme binnen een sector is het feit dat men zodoende een eenduidige richtingsbepaling krijgt van het mobiel, omdat er zich op dit kanaal naar alle waarschijnlijkheid maar één mobiel bevindt in deze sector.

Dit houdt in dat de eisen die gesteld moeten worden aan het te gebruiken algoritme niet extreem hoog zijn; wel moet gelden dat het systeem dat ervan gebruik maakt geen fouten gaat maken als er toch co-channel interferentie of multipad verschijnselen optreden op het propagatiepad.

## 5.10 Discontinue Mode

Omdat het mobiele station niet continu signalen uitzendt kan het zijn dat het mobiel op het moment dat het richtingsbepalingsalgoritme de omgeving "afzoekt", niet uitzendt. Hierdoor kan geen actuele richtingsbepaling gedaan worden en moet er tijdens de hieropvolgende tijdsloten gebruik gemaakt worden van bundels met een grotere bundelbreedte zodat het mobiele station de signalen altijd kan ontvangen.

## 5.11 Bepalen van vermogen ('Power Control')

Bij de bundelvorming wordt rekening gehouden met de afstand tussen het mobiel en het basisstation en wel zodanig dat indien het mobiel zich dicht bij het basisstation bevindt de

bundelbreedte groter wordt. Dit is noodzakelijk omdat als de afstand van zender tot de ontvanger kleiner wordt de multipad effecten uit een groter hoek zullen komen. Doordat er een grotere bundelbreedte wordt gebruikt zal het vermogen in de hoofdrichting van deze bundel kleiner worden.

Een basisstation dat zich ver van een mobiele station af bevindt zal zodoende een smallere bundel kunnen gebruiken omdat nu de multipad signalen uit een kleinere hoek komen, het vermogen in die richting zal dan ook groter worden.

Het is ook mogelijk om het vrije ruimte verlies te compenseren door het kiezen van een zodanige bundel dat de winst van de bundel dit vermogenverlies opheft. Zo zorg men ervoor dat het vermogen dat ontvangen wordt op zowel het basisstation als het mobiele station, zonder inmenging van het Power Control systeem al minder varieert. Een bijkomend voordeel is dat als het mobiel zich ver weg bevindt de bundel smaller is en zodoende ruimtelijk gezien minder co-channel interference veroorzaakt.

De keuze van de bundelbreedtes komt ook overeen met de kans dat een mobiel zich na een bepaalde periode nog in de bundel bevindt. Omdat de radiale snelheid van een mobiel dat zich op een kleine afstand radiaal om zijn basisstation zal bewegen hoger is dan op grote afstand, zal de aangepaste bundelbreedte er voor zorgen dat de kans dat het mobiel zich nog binnen de gebruikte sector bevindt nagenoeg gelijk blijft.

Wel kan het zo zijn dat als door systeemfouten in het bundelvormingsalgoritme de bundel niet continu optimaal wijst in de richting van de gebruiker, het vermogen op het mobiele station en op het basisstation kan fluctueren. Dit zouden we moeten voorkomen door gebruik te maken van bundels die een voldoende grote bundelbreedte bezitten.

Het voordeel van het door ons gekozen algoritme, het bundelsturingsalgoritme, ten opzichte van het nulsturings- Optimal Combining-algoritme is dat er gewerkt wordt met standaard bundels, oftewel bundels die constant zijn tijdens een bepaald tijdsbestek. (Het nulsturingsalgoritme echter verandert tijdens het optimaliseren van zijn stralingsdiagram constant het vermogen in de richting van het gewenste mobiel.)

Verder reageert het Power Control systeem langzaam op veranderingen in het signaal vermogen en maakt slechts langzaam een aanpassing van het vermogen. Het maakt stapjes van slechts 2 dB per correctietijd.

De overblijvende taak van het Power Control systeem is slechts het vergroten van het vermogen, als de antennewinst van het adaptieve systeem te klein wordt om een mobiel dat zich op grote afstand bevindt van een goede signaalkwaliteit te kunnen voorzien.

## 5.12 Handover

Handovers (App. A 5.4) die plaatsvinden zullen nu anders functioneren door het adaptieve karakter van de celcontouren en door de grotere mogelijkheid van het adaptieve systeem om

mobielen in “naburige cellen” te bedienen, die toevallig een slecht contact hebben met hun “eigen” basisstation.

### 5.12.1 ‘Rescue’ (intercell) Handover

De behandeling van een intercell handover ligt wat moeilijker in het adaptieve GSM-systeem dan in het voormalige GSM-systeem.

Omdat het basisstation nu communiceert met het mobiele station met behulp van een gerichte bundel, zal het ontvangen vermogen op zowel basisstation als mobiele station hoger zijn dan het vermogen van het omni-directionele verzonden synchronisatie signaal van de naburige cel. Zo zal het mobiel verder in een naburige cel kunnen rijden bij goede ontvangst van het signaal afkomstig van zijn eigen “oude” basisstation. Het punt waarop het mobiele station zal overschakelen van het oude naar het nieuwe basisstation kan verder van het “oude” basisstation afliggen dan voorheen het geval was. In dit geval wordt er een afweging gemaakt tussen het ontvangen vermogen van het “oude” basisstation en het vermogen van het omni-directionele synchronisatie kanaal van het “nieuwe” basisstation. Als nu tijdens het binnenrijden van de “nieuwe” cel het ontvangen vermogen van deze synchronisatiesignalen laag is door bijvoorbeeld shadowing dan zal het mobiel in contact blijven met het “oude” basisstation totdat het mobiel teveel co-channel interference ontvangt en het een ander kanaal krijgt toegewezen of totdat het synchronisatiesignaal van de “nieuwe” cel sterker wordt dan het oude synchronisatiesignaal.

Door dit adaptieve systeem heeft men nu geen gebieden meer waar er een slechte ontvangst is, omdat de cellen elkaar nu ruimschoots overlappen. Pas als het synchronisatiesignaal van het “nieuwe” basisstation sterker wordt dan het signaal van het “oude” basisstation, wordt er overgeschakeld naar het “nieuwe” basisstation, dat dan weer gebruik gaat maken van communicatie via een bundelvormig stralingsdiagram. Wat men dus krijgt is een soort hysteresis (dit is nu in het GSM-systeem kunstmatig ingebouwd) waardoor de auto weer kan terugrijden in de “oude” cel met behoud van het “nieuwe” kanaal totdat het synchronisatie signaal van het “oude” basisstation sterker wordt dan het synchronisatiesignaal dat ontvangen wordt van het “nieuwe” bedienende basisstation.

Na besluit tot handover, worden de berichten naar het nieuwe basisstation verzonden. Dit nieuwe basisstation heeft geen idee waar zich het voor hem nieuwe mobiele station bevindt, hiertoe moet het richtingsbepalingsalgoritme het nieuwe mobiele station “opsporen” (in feite zou het zoeken binnen een grote sector genoeg zijn als hij weet in welke richting zich het oude basisstation bevindt).

## Hoofdstuk 6

# MUSIC (MUltiple SIgnal Classification)

---

Het algoritme dat we willen gebruiken om de invalshoek van de signalen te bepalen is het MUSIC algoritme. Het MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) algoritme maakt gebruik van een omschrijving van de omgeving op basis van eigenwaarden en eigenvectoren van de correlatie matrix. De eigenvectoren vormen namelijk een coördinatenstelsel waarmee de signaalvectoren zijn op te spannen in de 'signaalruimte'. Alvorens hier dieper op in te gaan volgt hier eerst een aantal zaken, waarvan het begrip nodig is om inzicht te krijgen in het MUSIC algoritme.

## 6.1 De signaalomgeving en antenneconfiguratie

### 6.1.1 De te detecteren signalen

Op de elementen van het antennearray vallen signalen in die afkomstig zijn uit een verscheidenheid aan hoeken. De signalen bestaan uit draaggolven, die fasegemoduleerd zijn (in het GSM-systeem) met de over te dragen informatie. Zo'n signaal is voor te stellen door

$$\mathbf{u}(t) = A e^{-j(\omega t + \phi(t))} \quad (6.1)$$

Hierin is  $A$  de amplitude van de draaggolf,  $\omega$  de radiale frequentie van de draaggolf en  $\phi(t)$  de fase van deze draaggolf. De complexe basisband representatie van dit signaal is als volgt:

$$\mathbf{u}(t) = A e^{-j\phi(t)} \quad (6.2)$$

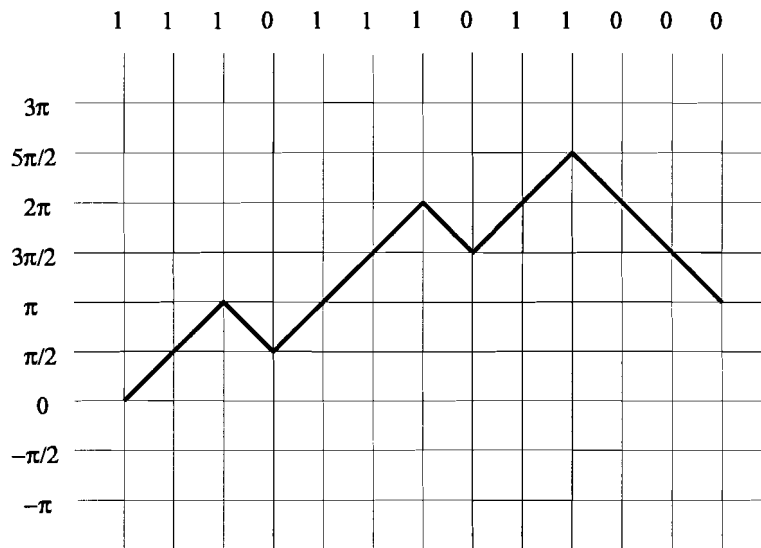
In dit basisbandsignaal is de amplitude en fase van de draaggolf nog aanwezig.

In GSM maakt men voor het moduleren van de draaggolf gebruik van GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying), waarbij het basisband signaal (binaire data) dat de draaggolf moduleert (d.m.v. MSK) wordt gefilterd om het spectrum van het verzonden signaal band te begrenzen. Deze modulatie kan beschouwd worden als FSK (Frequency Shift Keying) met een modulatie index 0,5; dit is de verhouding tussen de hoogste frequentieafwijking en de hoogste frequentie in het modulerende signaal (in digitale systemen is deze hoogste frequentie in het modulerende signaal de halve bitsnelheid).

Dit houdt in dat een 32 kbit/s MSK demodulator een piekdeviatie heeft van  $\pm 8$  kHz. Deze modulatie index resulteert in een cumulerende faseverandering per bitperiode van  $\pi/2$  radialen.

Dit houdt in dat de fase na elke bitperiode toeneemt of afneemt met  $\pi/2$  afhankelijk van het bit dat verzonden moet worden (zie figuur 6.1).

De fase van het GMSK signaal zal deze stappen van  $\pi/2$  radialen niet kunnen 'volgen', door de filtering van het gemoduleerde signaal. Voor onze beschouwing t.a.v. het MUSIC algoritme gaan we uit van een MSK signaal met modulatie index 0,5, hierdoor wordt de invloed van filtering op het gemoduleerde signaal verwaarloosd.



Figuur 6.1 De fase van het MSK signaal (modulatie-index 0,5) afhankelijk van het verzonden bit.

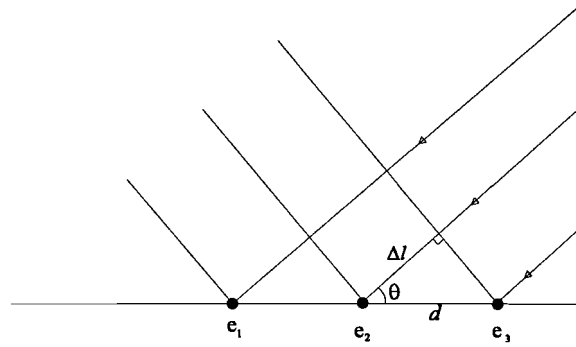
Het digitale basisband wordt voorgesteld door

$$\mathbf{u}(t) = A e^{-j(\phi(t-kT_b))} \quad (6.3)$$

### 6.1.2 Het invallen van signalen op het array

We gaan uit van een lineair array van  $M$  elementen ( $e_1, e_2, \dots, e_M$ ), waarop  $K$  golven ( $u_1, u_2, \dots, u_K$ ) invallen onder verschillende hoeken ( $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ ). We beschouwen deze golven nu als vlakke golven; dit is toegestaan als de afstand tussen het array en de oorsprong van de "signalen" veel groter is dan de afstand tussen de elementen.

In figuur 6.2 zien we 1 signaal invallen op een array van 3 elementen met een vaste onderlinge afstand tussen de elementen ( $d$ ). Het signaal valt in onder een hoek  $\theta$  t.o.v. de as van het array. Het is nu duidelijk te zien dat het weglengteverschil ( $\Delta l$ ) van de golf tussen de elemen-



Figuur 6.2 Een lineair array van drie elementen met een daarop invallende vlakke golf.

ten afhankelijk is van de hoek van inval en wel als volgt:

$$\Delta l = d \cos \theta \quad (6.4)$$

Het looptijdverschil van de golf tussen twee opeenvolgende elementen wordt dan:

$$\tau = \frac{\Delta l}{c} = \frac{d \cos \theta}{c} \quad (6.5)$$

De signalen op de elementen worden dan:

$$x_1(t) = x_2(t - \tau) = x_3(t - 2\tau) \quad (6.6)$$

ofwel

$$x_1(t) = x_2(t) e^{-j\left(\frac{\omega d \cos \theta}{c}\right)} = x_3(t) e^{-j\left(\frac{\omega 2d \cos \theta}{c}\right)} \quad (6.7)$$

Als we het signaal dat ontvangen wordt op element  $e_1$  beschouwen als het gemoduleerde draaggolfsignaal  $u(t)$ , ofwel  $x_1(t) = u(t)$ , dan wordt het uitgangssignaal van een array met  $M$  elementen:

$$y(t) = \sum_{i=1}^M u(t) e^{j\left\{\frac{2\pi}{\lambda}((1-i)d \cos \theta)\right\}} \quad (6.8)$$

In het vervolg zullen we de looptijdverschillen tussen opeenvolgende elementen uitdrukken in

de golflengte van de ontvangen draaggolfsignaal.

$$e^{-j\left(\frac{\omega d \cos \theta}{c}\right)} = e^{-j\left(\frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda}\right)} \quad (6.9)$$

In het geval van een lineair array zal voor de onderlinge afstand tussen de elementen ( $d$ ) een afstand gekozen worden die kleiner of gelijk is aan  $\lambda/2$  [2, pag. 147-156].

### 6.1.3 Array configuratie en 'Grating lobes'

#### 6.1.3.1 Lineaire arrays

Het signaal dat we ontvangen met een array van  $M$  isotrope stralers kan beschreven worden door formule (6.8); omgeschreven wordt deze formule:

$$y(t) = u(t)a(\theta) \quad (6.10)$$

Hierin stelt  $g(\theta)$  de stelsel factor voor:

$$|g(\theta)| = \sum_{i=1}^M e^{j\left(\frac{2\pi(1-i)d \cos \theta}{\lambda}\right)} = \left| \frac{1 - e^{j\left(\frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda}\right)}}{1 - e^{j\left(\frac{2\pi M d \cos \theta}{\lambda}\right)}} \right| = \left| e^{j\left(\frac{\pi(1-M)d \cos \theta}{\lambda}\right)} \frac{\sin\left(\frac{\pi M d \cos \theta}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d \cos \theta}{\lambda}\right)} \right| \quad (6.11)$$

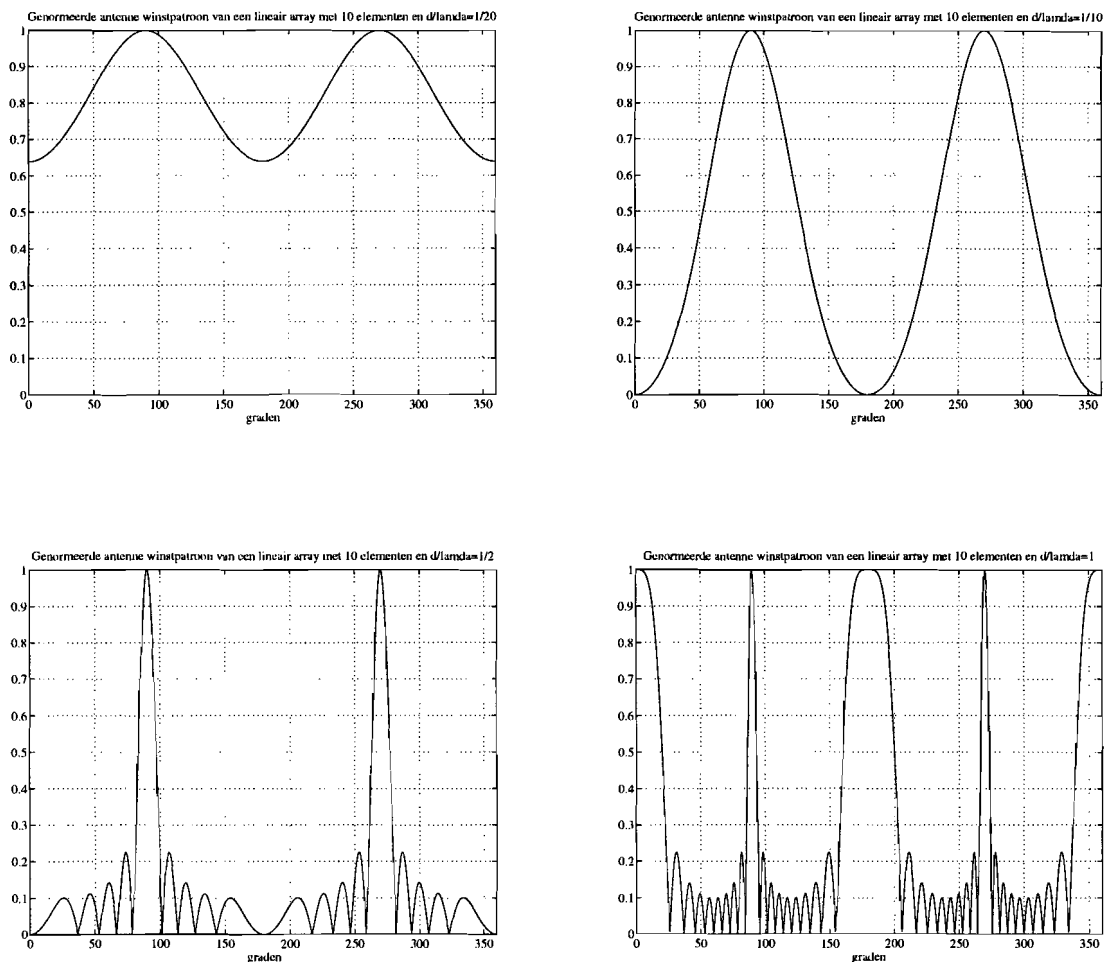
$$|g(\theta)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi M d \cos \theta}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d \cos \theta}{\lambda}\right)} \right| \quad (6.12)$$

Het genormeerde antennewinstpatroon wordt dan:

$$G(\theta) = \left| \frac{1}{M} A(\theta) \right|^2 = \left( \frac{\sin\left(\frac{\pi M d \cos \theta}{\lambda}\right)}{M \sin\left(\frac{\pi d \cos \theta}{\lambda}\right)} \right)^2 \quad (6.13)$$

Op de volgende pagina staan de genormeerde directionele winstpatronen afgebeeld voor verschillende waarden van  $M$  en  $d$ .





Figuur 6.3 Genormeerde directionele winstpatronen voor  $M=10$  en  $d=\lambda/20, \lambda/10, \lambda/2$  en  $\lambda$ .

Hieruit blijkt dat als  $d/\lambda$  groter wordt dan  $1/M$ , er nullen (dus ook *grating lobes*) ontstaan in het stralingsdiagram. Als  $d/\lambda$  de 1 nadert dan ontstaan er grating lobes bij  $\pm 90^\circ$  waarvan de vermogens gelijk worden aan die van de hoofdvlus. Daarom zullen we in het vervolg als interelementafstand  $\lambda/2$  nemen (als afweging tussen weinig en kleine grating lobes en minimale mutuele koppeling tussen de elementen).

### Looptijdverschillen in een lineair array

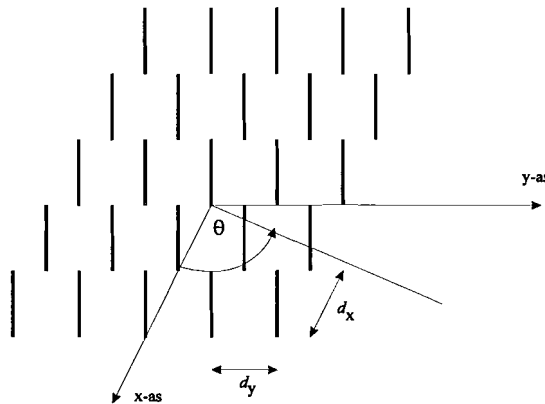
Uit het voorafgaande kunnen we de looptijdverschillen tussen de elementen in het horizontale vlak afleiden (formule 6.7). We schrijven deze looptijdverschillen in vectornotatie en wel als volgt:

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} e^{-jd_1\pi \cos\theta_k} \\ e^{-jd_2\pi \cos\theta_k} \\ \vdots \\ e^{-jd_M\pi \cos\theta_k} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Hierin is  $d_i$  ( $i=1:M$ ) de op  $\lambda/2$  genormeerde afstand van het  $i$ -de element tot een referentiepunt; in dit geval een denkbeeldig element in de lijn van het array op afstand  $\lambda/2$  van het eerste element.

### 6.1.3.2 Planaire arrays

Als we meerdere lineaire arrays achter elkaar plaatsen dan ontstaat er een planair array (fig. 6.4).



Figuur 6.4 Een planair array in het  $xy$ -vlak met afstand  $d_x$  en  $d_y$  tussen de elementen.

We hebben het assenstelsel zo gekozen dat het recht door het middelste element loopt en de assen van dit stelsel overeenkomen met de assen van de afzonderlijke lineaire arrays. Het zo verkregen planaire array heeft  $M_x \times M_y$  elementen en elementafstanden  $d_x$  en  $d_y$ . Omdat we het planaire array slechts willen analyseren in het  $xy$ -vlak, kunnen de dipolen als isotrope stralers beschouwd worden.

De azimuthhoek  $\theta$  introduceert voor het array in de  $x$ -richting een factor  $\cos\theta$  en voor het array in de  $y$ -richting een factor  $\sin\theta$  in de  $e$ -macht. Dit resulteert in de volgende beschrijving van het signaal ontvangen met behulp van dit planair array:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{M_x} \sum_{l=1}^{M_y} u(t) \left( e^{j \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} \left( (1-k)d_x \cos\theta + (1-l)d_y \sin\theta \right) \right\}} \right) \quad (6.15)$$

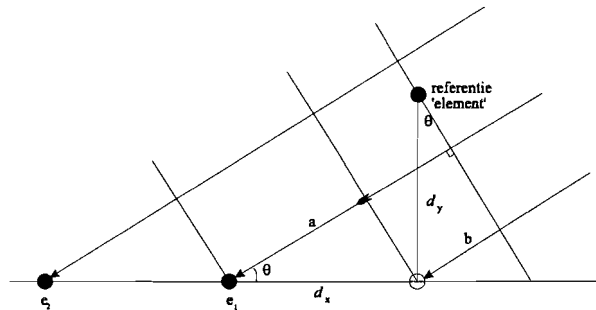
Als men dit vergelijkt met het linkerlid van formule 6.11 dan blijkt dat er een optelling plaats heeft van de looptijdverschillen van het array in de x-richting en van het array in de y-richting. De antennestelfactor die nu afhankelijk wordt van zowel  $\theta$  als  $\phi$  wordt nu:

$$g(\theta) = \sum_{k=1}^{M_x} \sum_{l=1}^{M_y} e^{j \left\{ \frac{2\pi \left( (1-k)d_x \cos\theta + (1-l)d_y \sin\theta \right)}{\lambda} \right\}} \quad (6.16)$$

Hieruit volgt dat de eisen voor de afstand tussen de elementen  $d_x$  en  $d_y$  gelijk zijn aan die van een lineair array om grating lobes te voorkomen.

### Looptijdverschillen in een planair array

Uit het voorafgaande kunnen we de looptijdverschillen tussen de elementen (figuur 6.5) in het horizontale vlak afleiden zoals in formule 6.16.



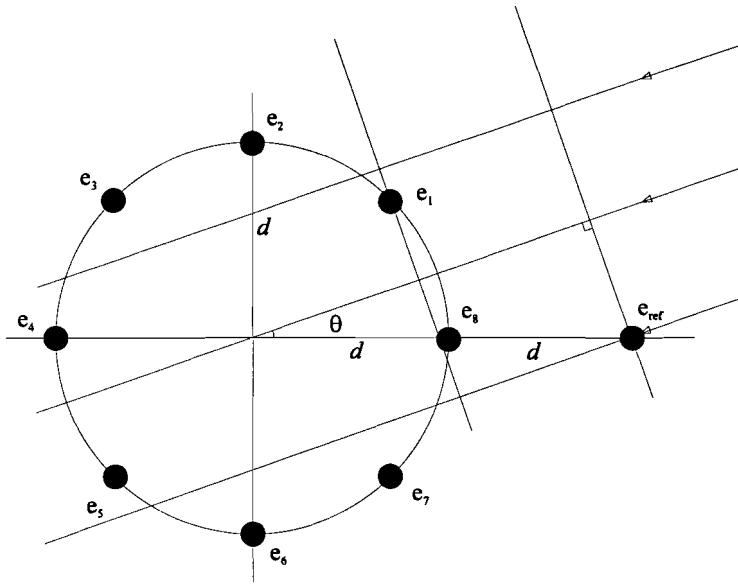
Figuur 6.5 Een deel van een planair array met een denkbeeldig referentie element, waarbij  $a = d_x \cos\theta$  en  $b = d_y \cos\theta$ .

Voor een planair array van negen elementen met onderlinge afstanden  $\lambda/2$  schrijven we deze looptijdverschillen van één invallend signaal in vectornotatie enwel als volgt:

$$\mathbf{a}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} e^{-j\pi(\cos\theta + \sin\theta)} \\ e^{-j\pi(2\cos\theta + \sin\theta)} \\ e^{-j\pi(3\cos\theta + \sin\theta)} \\ e^{-j\pi(\cos\theta + 2\sin\theta)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-j\pi(3\cos\theta + 3\sin\theta)} \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

### 6.1.3.3 Circulaire arrays

Het signaal dat ontvangen wordt met behulp van een circulair array met  $M$  isotrope stralers kan beschreven worden met behulp van formule 6.10. Om de stelsfactor te kunnen bepalen moeten we de vertragingstijden bepalen. We gaan nu uit van een circulair array van 8 elementen met één referentieelement  $e_{\text{ref}}$  (zie figuur 6.6).



Figuur 6.6 Circulair array met acht elementen met een invallende vlakke golf onder hoek  $\theta$ .

De looptijdverschillen voor dit array met elementen  $e_1, e_2, \dots, e_m, \dots, e_M$  zijn:

$$\Delta l_m = 2d \cos \theta - d \cos\left(\frac{2\pi m}{M} - \theta\right) \quad (6.18)$$

Ofwel:

$$\Delta l_m = d \cos\left(\frac{2\pi m}{M} - \theta\right) \quad (6.19)$$

omdat we vaste termen kunnen weglaten (In feite verschuiven we het referentieelement naar het middelpunt van het circulaire array.). De stelsfactor  $g(\theta)$  wordt dan:

$$g(\theta) = \sum_{m=1}^M e^{-j\left(\frac{\pi}{2} \cos\left(\frac{2m\pi}{M} - \theta\right)\right)} \quad (6.20)$$

## Looptijdverschillen in circulaire arrays

Uit het voorafgaande kunnen we de looptijdverschillen tussen de elementen in het horizontale vlak afleiden (formule 6.20). De  $\mathbf{a}(\theta)$  matrix wordt dan als we de diameter;  $2d$  gelijk stellen aan  $\lambda/2$ :

$$\mathbf{a}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\cos\left(\frac{2\pi}{M}-\theta\right)\right)} \\ e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\cos\left(\frac{4\pi}{M}-\theta\right)\right)} \\ e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\cos\left(\frac{6\pi}{M}-\theta\right)\right)} \\ \vdots \\ e^{-j\left(\frac{\pi}{2}\cos\left(\frac{2m\pi}{M}-\theta\right)\right)} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

## 6.2 Het correlatie-algoritme

Zoals al eerder gezegd is, werkt het MUSIC algoritme met een signaalruimte omschrijving die gebaseerd is op eigenwaarden en eigenvectoren van een correlatiematrix. Alvorens we verder op het algoritme ingaan, gaan we eerst deze correlatiematrixes beschouwen.

### 6.2.1 Correlatiematrixes en Antenne-elementuitgangen

De correlatiefunctie van een signaalruimte is als volgt gedefinieerd:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^{*T}(t)] \quad (6.22)$$

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (6.23)$$

Hierin is  $\mathbf{x}(t)$  het signaal op de antenneklemmen.

$$\mathbf{A} = \sqrt{M}[\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_i), \dots, \mathbf{a}(\theta_K)] \quad (6.24)$$

Hierin is  $\mathbf{a}(\theta_i)$  de bij signaal  $u_i(t)$  behorende vector die de tijdsvertragingen tussen de elementen van het array weergeeft (formules 6.14, 6.17 en 6.21).

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_i(t) \\ \vdots \\ u_K(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{n}(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_i(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$$u_i(t) = e^{-j\phi(t)} \quad (6.26)$$

Hierin is  $\phi(t)$  de fase van het signaal. De uiteindelijk gevormde correlatiematrix ziet er als volgt uit

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{1,1} & R_{1,2} & \dots R_{1,j} & R_{1,M} \\ R_{2,1} & R_{2,2} & \dots R_{2,j} & R_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{i,1} & R_{i,2} & \vdots & R_{i,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{M,1} & R_{M,2} & \dots R_{M,j} & R_{M,M} \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Hierbij zijn de elementen uit deze matrix als volgt opgebouwd

$$R_{i,j} = \frac{1}{S} \sum_{n=1}^S x_i^*(t_n) x_j(t_n) \quad (6.28)$$

waarin  $R_{ij}$  de kruiscorrelatie functie van de signaalruimte is, tussen de signalen op element  $i$  en element  $j$ . De tijdstippen  $t_n$  worden equidistant verdeeld over de gehele burstperiode waarbij  $t_1$  het eerste sampletijdstip is en  $t_S$  het laatste. Hierbij is  $S$  dan het totaal aantal samples waarmee de correlatiematrix gevormd wordt.

Omdat de kruiscorrelatie functie tussen twee elementen onafhankelijk is van de volgorde van vermenigvuldiging (volgorde  $i,j$  mag verwisseld worden in formule 6.18) is de matrix  $\mathbf{R}$  een Hermitische matrix ( $\mathbf{R}^T = \mathbf{R}$ ) en verder over het algemeen positief definit ( $\mathbf{x}^T \mathbf{R} \mathbf{x} > 0 \forall \mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ ). De eigenwaarden van deze matrices hebben altijd positieve waarden en de eigenvectoren zijn orthogonaal [1 pag. 375]. We kunnen  $\mathbf{R}$  omschrijven, als de ruisvariancie gelijk is aan  $\sigma^2$ , tot:

$$\mathbf{R} = A E[\mathbf{u}(t) \mathbf{u}^*(t)] A^T + E[\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^*(t)] = A \mathbf{R}_u A^T + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6.29)$$

waarin  $\mathbf{A}$  een complexe matrix is waarvan de  $K$  kolommen de  $\mathbf{a}$ -vectoren (formules 6.14, 6.17 en 6.21) bevatten van de  $K$  signalen,  $\mathbf{R}_u$  de intersignaal correlatiematrix  $\mathbf{R}_u = E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^{*T}(t)]$  van  $K \times K$  en  $\sigma^2$  de ruisvariantie voorstelt.  $\mathbf{I}$  is hierbij de eenheidsmatrix. Verder heeft  $\mathbf{A}$  rang  $K$ , heeft de correlatiematrix  $\mathbf{R}$  rang  $M$ .

## 6.2.2 Eigenwaarde en Eigenvector Methodes

Het gebruik van eigenwaarden en eigenvectoren van de correlatiematrix biedt de mogelijkheid om de signaalvectoren (invalende signalen + ruis) te reconstrueren uit de ontvangen signalen. Dit is mogelijk omdat de eigenvectoren van deze correlatiematrix een basis vormen waarmee de signaalvectoren beschreven kunnen worden.

Om een goed inzicht te kunnen krijgen in de structuur van de correlatiematrix met zijn eigenwaarden en eigenvectoren moet er bepaald worden wat de invloed van signalen en ruis is op deze structuur. Er zijn velerlei factoren die invloed hebben op de structuur van  $\mathbf{R}$  en zodoende ook op de eigenvectoren en eigenwaarden hiervan. Onder deze factoren vallen:

- het aantal signalen
- de coherentie tussen de signalen
- soort ruismodel (witte of gekleurde ruis)

De eigenwaarden van correlatiematrix  $\mathbf{R}$  zijn  $\mu_k$ . Kies de volgorde van deze eigenwaarden als volgt:  $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_K$ , dan worden de  $M$  eigenwaarden van  $\mathbf{R}$  gegeven door:

$$\lambda_k = \begin{cases} \mu_k + \sigma^2 & k = 1, 2, \dots, K \\ \sigma^2 & k = K + 1, K + 2, \dots, M \end{cases} \quad (6.30)$$

De hierbij behorende eigenvectoren zijn:  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K, \dots, \beta_M$ . Er zijn een aantal eigenschappen waaraan de structuur van een correlatiematrix zal voldoen:

- Door zijn eigenwaarden te sorteren op grootte, kunnen we de bijbehorende eigenvectoren verdelen in twee groepen, die elk een basis vormen van een subruimte. De groep eigenvectoren met de grote eigenwaarden spannen de signaal + ruis subruimte op, die met de laagste eigenwaarden spannen de ruis subruimte op.
- Met behulp van de eigenvectoren die behoren bij de eerste groep eigenwaarden en met een omschrijving van de array geometrie kunnen we de onafhankelijke signaalvectoren terugvinden.

Als er zich geen signalen in de door de correlatiematrix beschreven ruimte bevinden, kan in het geval van ongecorreleerde Gaussische ruis deze als volgt beschreven worden:

$$\mathbf{R} = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6.31)$$

Dan zijn alle eigenwaarden gelijk aan de variantie  $\sigma^2$ , door de multipliciteit van deze eigenwaarden zijn de eigenvectoren niet uniek en kunnen ze elke set van  $M$  orthonormale vectoren zijn. Als we nu één signaal met amplitude 1 laten invallen op het antenne-array dan wordt de correlatiematrix:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}^2 \mathbf{s} \mathbf{s}^* \mathbf{T} + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6.32)$$

Hierin is  $\mathbf{s}$  een golf met amplitude 1. Voor deze correlatiematrix geldt dat de eigenvector met de grootste eigenwaarde gelijk is aan de signaalvector vermenigvuldigd met de factor  $\sqrt{M}$ , waarin  $M$  weer het aantal elementen voorstelt, de eigenwaarde zelf heeft een waarde  $\sigma^2 \mathbf{I} + M \mathbf{A}^2$ .

De overige eigenwaarden zijn weer gelijk aan  $\sigma^2$  en de eigenvectoren hiervan vormen weer een set orthonormale vectoren die alle orthogonaal zijn aan de signaalvector (en eigenvector).

Als we meerdere signalen opnemen in de omschrijving dan kan er coherentie zijn tussen deze signalen. Als we er van uitgaan dat de signalen niet coherent zijn dan wordt de intersignaal correlatiematrix een diagonaal matrix ofwel  $\text{diag}(\mathbf{R}_u) = [(A_1)^2, (A_2)^2, \dots, (A_K)^2]$ . De ideale signaalvectoren zijn in dit geval onafhankelijk zolang de bijbehorende invalshoeken op het array onderling verschillend zijn. De correlatiematrix heeft  $M$  verschillende eigenvectoren en eigenwaarden waarvan er  $K$  afhankelijk zijn van de  $K$  signalen en  $M-K$  afhankelijk zijn van de ruis (die de eigenwaarde  $\sigma^2$  behouden). In dit geval zijn de eigenvectoren behorende bij de hoogste eigenwaarden niet gelijk aan de signaalvectoren. Dit komt omdat de eigenvectoren altijd orthogonaal moeten zijn (in het geval van een Hermitiaanse matrix), hetgeen voor de signaalvectoren vaak niet geldt. Deze eigenvectoren vormen echter wel een basis, waarmee de signaalvectoren beschreven kunnen worden. Als de signalen lineair onafhankelijk zijn dan kunnen de daarbij behorende eigenvectoren andere signalen niet representeren met behulp van hun eigenvector basis.

In het geval dat witte Gaussische ruis toegevoegd is vormen de signaalvectoren de  $K$  (signaal)eigenvectoren. De eigenwaarden van deze eigenvectoren worden beïnvloed door de ruis. Dit klopt zolang geldt dat het aantal signalen kleiner is dan het aantal elementen.

In het algemeen zal de ruis covariantiematrix niet bekend zijn, dus zullen we aan moeten nemen dat deze covariantiematrix gelijk is aan de eenheidsmatrix  $\sigma^2 \mathbf{I}$ . Als het ruisspectrum voldoende vlak is, zullen de grootste eigenwaarden bij de signaal + ruis subruimte en de overige eigenwaarde bij de ruisruimte horen. Al deze eigenwaarden zijn afhankelijk van de signaal amplitudes, coherentie tussen de signalen, invalshoeken en de eigenschappen van de ruis. Slechts in het geval van witte Gaussische ruis zullen de bij de ruis behorende eigenwaarden slechts afhankelijk zijn van de signaaleigenschappen. Als het ruisspectrum niet voldoende vlak is dan zal het aantal eigenwaarden dat correspondeert met de signalen kleiner zijn. Er



bestaat wel weer een scheiding tussen de twee subruimtes, maar de eigenvectoren van de signaal + ruis subruimte zullen beïnvloed worden door de ruis. Het is dan niet meer mogelijk om met de eigenvectoren de signaalvectoren op te spannen. [1, pag. 379]

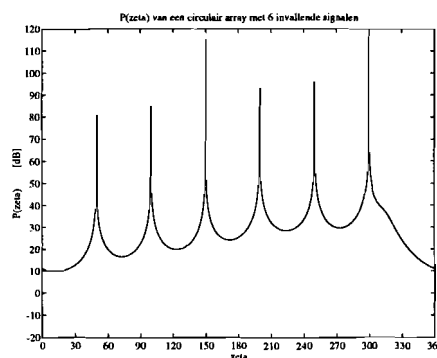
De signaal + ruis subruimte geeft informatie over de richtingen waarin zich de signalen bevinden, de ruis subruimte over de richtingen waarin ze zich niet bevinden. Omdat deze twee orthogonale subruimtes de ruimte op verschillende (orthogonale) manieren weergeven is het vaak slechts nodig of zelfs beter om één van de twee subruimtes te gebruiken i.p.v. beide. Het principe van richtingsbepalings algoritmes is het vergroten van een representatiesignaal  $P(\zeta)$  in de richtingen waarin de signalen invallen.

### 6.3 Het MUSIC algoritme

De uitgangspieken die MUSIC levert worden verkregen met behulp van formule 6.33; waarin  $\beta_i$  één van de eigenvectoren is die hoort bij de  $M-k$  eigenwaarden van de ruisruimte (formule 6.30). Verder is  $\mathbf{a}(\zeta)$  de vector waarin de looptijdverschillen staan van het gebruikte array (formules 6.14, 6.17 of 6.21).

$$P(\zeta) = \frac{1}{\sum_{i=K+1}^M |\beta_i^{*T} \mathbf{a}(\zeta)|^2} \quad (0 \leq \zeta \leq 360^\circ) \quad (6.33)$$

Deze pieken komen overeen met de ware invalshoeken van de draaggolven (zie figuur 6.7). Dit blijft gelden zolang dat  $\mathbf{R}_u$  niet-singulier blijft en de ruis wit blijft.  $\mathbf{R}_u$  zou singulier kunnen worden als de signalen die op het array invallen coherent zijn.



Figuur 6.7 Het representatiesignaal  $P(\zeta)$  verkregen door zes signalen in te laten vallen op een circulair array van  $M=9$  elementen. De pieken in dit signaal geven de exacte richtingen van deze 6 signalen weer.

Het representatiesignaal zal dus hoge pieken opleveren als  $\zeta$  gelijk wordt aan  $\theta_i$  ( $i=1:K$ ), omdat dan  $\mathbf{a}(\zeta)$  orthogonaal wordt aan  $\beta_i^{*T}$ .

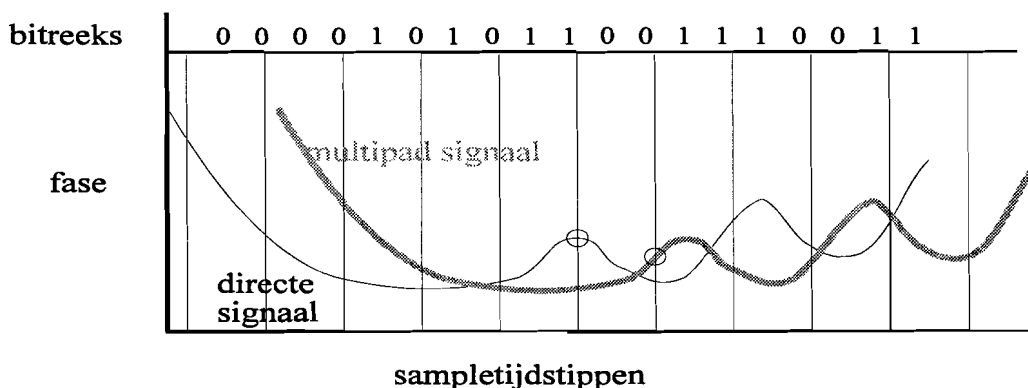
Effectieve algoritmes zoals MUSIC zijn daarom gebaseerd op het gebruik van karakteristieken van de ruis subruimte. Hierbij kijken we naar de richtingen waaruit geen signalen komen i.p.v. de richtingen waaruit ze wel komen.

### 6.3.1 Implementatie

Voor het signaal  $x(t)$  nemen we een MSK (gemoduleerd met behulp van Minimum Shift Keying) signaal dat in fase gemoduleerd is met een willekeurige bitreeks van 148 bits (één burstperiode; zie Appendix A 2.1.1). Aan de hand van formule 6.28 vormen we een correlatiematrix met behulp van  $S$  samples tijdens deze burstperiode.

Bij multipad signalen zijn slechts de bits uit het eerste gedeelte van de bitreeks die tijdens de *burst* worden ontvangen anders dan die ontvangen worden van het directe signaal (door de looptijdverschillen). Door juist op dat tijdstip samples te nemen kan men de gecorreleerdheid tussen de signalen verminderen.

In het geval van GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) waarbij het MSK signaal gefilterd wordt door een Gaussisch filter is de faseverloop van het gemoduleerde signaal minder voorspelbaar en afhankelijk van het bit zelf (omdat omliggende bits invloed uitoefenen op de faseovergangen figuur 6.8). Door dit feit zijn de gesampelde waarden van het multipad signaal niet gelijk aan de samplewaarden verkregen van het directe signaal, doordat de sampletijdstippen niet dezelfde synchronisatie hebben met de bitperiodesamenkomsten voor enerzijds het directe signaal en anderzijds het multipad. Gaat men nu samplen met de Nyquist frequentie, dan zullen beide signalen gereconstrueerd worden en zullen de overeenkomsten duidelijk waarneembaar zijn in de signalen.



Figuur 6.8 Twee GMSK signalen waarvan één direct signaal en één multipad signaal. Doordat de faseverandering voor elke bitperiode anders is, dit veroorzaakt door de omliggende bits, zal de fase van het directe en het multipad signaal op de onderlinge sampletijdstippen verschillend zijn. (zie de cirkels).

## 6.4 Simulaties en testresultaten

Het MUSIC algoritme dat beschreven wordt in dit hoofdstuk is geïmplementeerd in een Matlab routine. Om de bruikbaarheid en randvoorwaarden van dit algoritme te kunnen bepalen worden er een aantal simulaties uitgevoerd. We hebben hierbij gebruik gemaakt van een circulair array zoals beschreven in 6.1.3.3 met een diameter van  $\lambda/2$  ( $\pm 15$  cm). Het planaire array uit paragraaf 6.1.3.2 is niet gebruikt tijdens het verkrijgen van de testresultaten, omdat het array in een equidistante configuratie last heeft van 'grating nulls'.

Dit houdt in dat bij bepaalde situaties uitgangspieken in  $P(\zeta)$  verdwijnen door de invloed van de andere invallende signalen op dit  $P(\zeta)$  signaal. Door het kiezen van niet equidistante afstanden tussen de elementen van het planaire array kan dit probleem opgelost worden [3, 4, 5 en 6]. Daar dit op zich ook enig onderzoek vergt, is dit planaire array niet gebruikt om het MUSIC algoritme te testen.

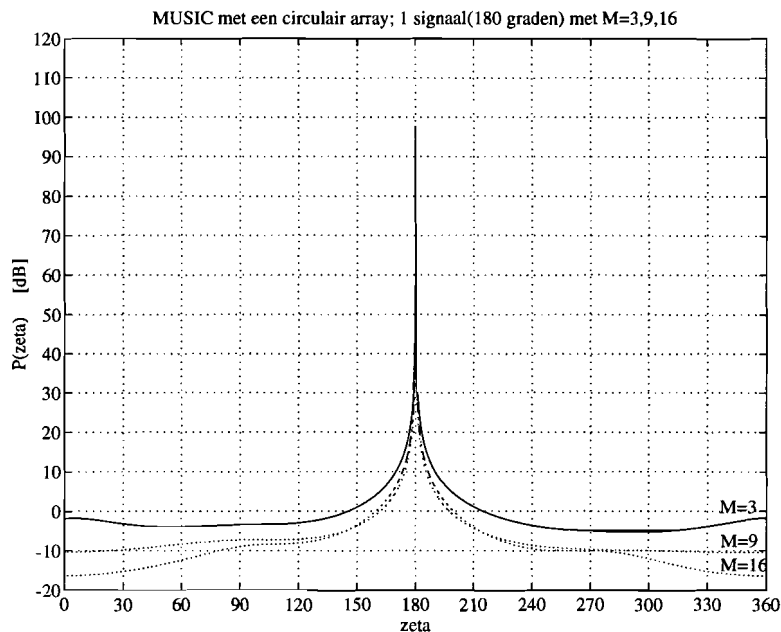
Met deze simulaties willen we de invloed van een aantal zaken op de 'pointing error' piekvervorming van het representatiesignaal  $P(\zeta)$  van het MUSIC algoritme onderzoeken. Deze invloeden zijn:

- het aantal elementen
- het aantal aanwezige signalen (vrijheidsgraden)
- multipad signalen
- de signaalruisverhouding
  - het aantal aanwezige signalen (vrijheidsgraden)
  - het aantal samples
  - multipad signalen

### 6.4.1 De invloed van het aantal elementen

Om de invloed van het aantal elementen op de pointing error te kunnen onderzoeken hebben we één signaal laten invallen op een circulair array onder een hoek van  $180^\circ$ .

Voor signaalruisverhouding nemen we een hoge waarde, waardoor de invloed van de ruis op het systeem verwaarloosbaar wordt. Het aantal elementen laten we variëren tussen de  $M=3$  en de  $M=30$ . Uit de resultaten van de simulaties kan geconcludeerd worden dat het aantal elementen geen invloed heeft op de pointing error. Het aantal elementen heeft wel invloed op de piekbreedte en de amplitude van de piek in het signaal  $P(\zeta)$  in de richtingen waaruit geen signalen invallen. Hoe groter het aantal elementen hoe smaller de breedte van de piek(en) en hoe lager de amplitude van  $P(\zeta)$  voor  $\zeta \neq \theta$  (zie figuur 6.9).



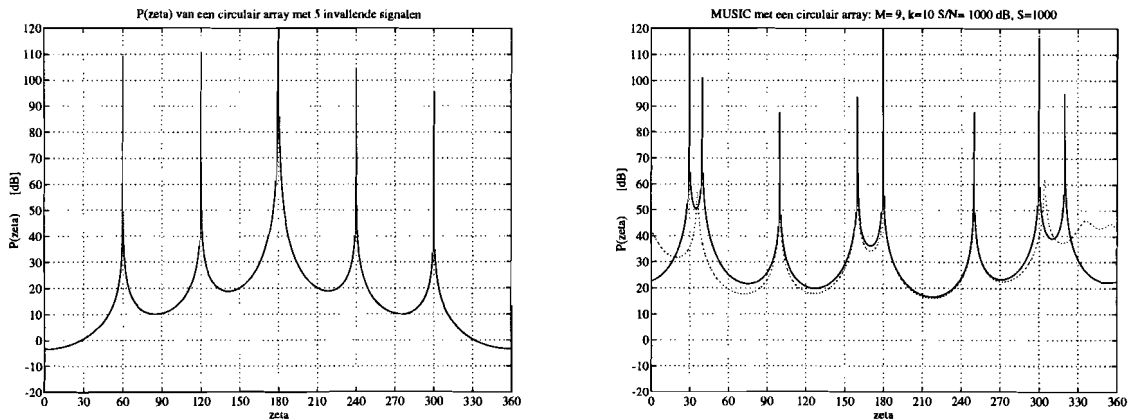
Figuur 6.9 “ $10\log(P(\zeta))$ ” verkregen met één invallend signaal ( $180^\circ$ ) op circulaire arrays met  $M=3$ ,  $M=9$  en  $M=16$  elementen.

### 6.4.2 De invloed van het aantal aanwezige signalen

Het aantal signalen zal bij een grote signaalruisverhouding geen invloed hebben op de pointing error als het aantal signalen kleiner of gelijk is aan het aantal vrijheidsgraden van het gebruikte array ( $M-1$ ) (zie paragraaf 6.4.1). Om dit in de praktijk te kunnen testen gebruiken we een circulair array van negen elementen ( $M=9$ ) waardoor het aantal vrijheidsgraden acht wordt. Vervolgens laten we het aantal invallende signalen ( $K$ ) toenemen van  $K=1$  tot en met  $K=9$ . De signaalruisverhouding wordt weer groot gekozen om de invloed van de ruis te kunnen verwaarlozen.

Eerst verdelen we de invalshoeken van de invallende signalen zodanig dat de hoek tussen twee opeenvolgende signalen constant is ( $60^\circ$ ) (zie figuur 6.9 {1}). Er is geen sprake van pointing error indien het aantal invallende signalen kleiner blijft dan het aantal elementen ( $K \leq M-1$ ). Vervolgens testen we in figuur 6.10 {2} het algoritme met signalen die onder "willekeurige" hoeken invallen (de doorgetrokken lijn). Het MUSIC algoritme blijft prima werken zonder het veroorzaken van 'ghost spikes' (extra pieken) in  $P(\zeta)$  of last te hebben van pointing errors (Appendix C, figuur C1).

Wordt nu echter het aantal invallende signalen groter dan  $M-1$  dan treden er pointing errors op in het representatiesignaal  $P(\zeta)$  van het MUSIC algoritme (figuur 6.9 {2} 'stippellijn').



{1}

{2}

Figuur 6.10  $P(\zeta)$  van een circulair array waarbij:

- {1} het aantal signalen kleiner is dan het aantal elementen
- {2} het aantal signalen is kleiner (doorgetrokken lijn) en het aantal signalen is groter dan het aantal vrijheidsgraden van het array (stippellijn).

### 6.4.3 De invloed van multipad signalen

De invloed van multipad signalen is afhankelijk van de mate van correlatie met het directe signaal. Deze gecorreleerdheid is afhankelijk van het looptijdverschil met de andere signalen en het aantal gebruikte samples, zoals beschreven is in paragraaf 6.2.2. Als men bijvoorbeeld geen looptijdverschil neemt dan zal de  $\mathbf{R}$  matrix singulier worden. Hierdoor zal het MUSIC algoritme niet naar behoren kunnen werken.

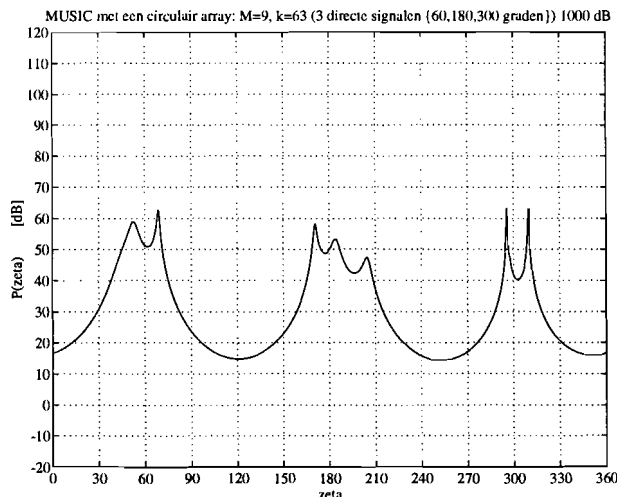
Het meest geschikte tijdsinterval waarbinnen de samples genomen moeten worden opdat de gecorreleerdheid van een multipad signaal minimaal is ten opzichte van de overige signalen is het tijdsinterval aan het begin van de burstperiode. Tijdens dit tijdsinterval vervallen er een aantal bits in het tijdvertraagde multipad signaal, waardoor na middeling (door het nemen van samples voor het vormen van de correlatiematrix  $\mathbf{R}$ ) de gecorreleerdheid tussen het directe en de indirecte (multipad) signalen kleiner wordt. Ook nu weer wordt de signaalruisverhouding groot gekozen om de invloed van de ruis te kunnen verwaarlozen.

De uiteindelijke meetresultaten, die verkregen zijn door 1000 samples homogeen te verdelen over de burstperiode van 148 bits, geven aan dat multipad signalen gezien worden als onafhankelijke directe signalen indien het aantal signalen kleiner blijft dan het aantal vrijheidsgraden. Hierdoor reduceert de test tot die beschreven in paragraaf 6.4.2 (Appendix C, figuur C2). Daar het wiskundig gezien moeilijk is om de invloed van het ontbinden van een ruimte in eigenwaarden en eigenvectoren te onderzoeken [1, 7.3.2 pag. 377], proberen we met een aantal simulaties te bekijken wat er gebeurt in het geval dat het aantal multipad signalen een  $k$  oplevert die groter is dan  $M-1$ . Bij simulaties waarbij het totaal aantal signalen (met

multipad) groter is dan het aantal vrijheidsgraden, blijkt dat het MUSIC algoritme blijft functioneren (door het middelend effect van de multipadsignalen om het directe signaal is de gevonden hoofdrichting van de groepjes pieken representatief) (Appendix C, figuur C3). Om dit te kunnen verklaren gaan we de invloed van multipad signalen op de correlatie matrix en de signaalruimte bekijken.

Als het totaal aantal signalen groter wordt dan het aantal vrijheidsgraden van het gebruikte array (door het aantal multipad signalen) dan zal de dimensie van de ruimte waarmee MUSIC de omgeving kan beschrijven een subruimte zijn van de “benodigde” ruimte. Deze subruimte zal te klein zijn om alle signaaleigenvectoren goed op te kunnen spannen. Als de dimensie van deze orthogonale subruimte wel groot genoeg is om de directe signalen op te kunnen spannen, dan kunnen deze weergegeven worden in het representatiesignaal  $P(\zeta)$ .

De subruimte die verloren gaat als  $M-1$  gelijk wordt aan  $k_d$  (met  $k_d$  het aantal directe signalen), is de ruimte die de multipad signalen zou opspannen. Doordat deze multipad signalen gecorreleerd zijn met de directe signalen is de opsplitsing niet zo eenduidig te maken, omdat deze multipadsignalen (ofwel de eigenvectoren ervan) de eigenvectoren van de directe signalen gedeeltelijk zullen beïnvloeden naargelang de mate van correlatie tussen deze signalen. Als de multipad signalen coherent zijn met de directe signalen dan worden de twee subruimtes identiek, ofwel dan kunnen de multipadsignaalvectoren opgespannen worden met behulp van de eigenvectoren van de directe signalen (in de praktijk wordt dan de correlatiematrix  $R_u$  singulier). Nu de multipadsignaalvectoren gecorreleerd zijn zullen de eigenvectoren van de directe signalen gevormd worden uit de signaalvectoren van het directe signaal en zijn multipad signalen [1, pag 386], dit resulteert dus in pointing errors in het representatiesignaal. (figuur 6.11)



Figuur 6.11 Op een array van negen elementen vallen drie directe en 60 multipad signalen in, deze liggen gegroepeerd om de directe signalen (60, 180 en 300 graden). Er treden wel pointing errors op maar de gemiddelde richting wordt toch weergegeven.

## 6.4.4 De invloed van de signaalruisverhouding

Daar de ruis op de elementen de prestaties van het MUSIC algoritme (volgens testresultaten) op een suboptimaal niveau brengt, heeft het aantal aanwezige signalen, de aanwezigheid van multipadsignalen, de grootte van de hoek tussen de signalen en het aantal gebruikte samples een invloed op de prestaties van het MUSIC algoritme. Hieronder zullen deze invloeden onderzocht worden met signaalruisverhoudingen van resp. 8, 16, 24 en 50 dB. Hierbij wordt gebruik gemaakt van uniform verdeelde amplitude- en fase ruis, die per antenne-element gegenereerd wordt.

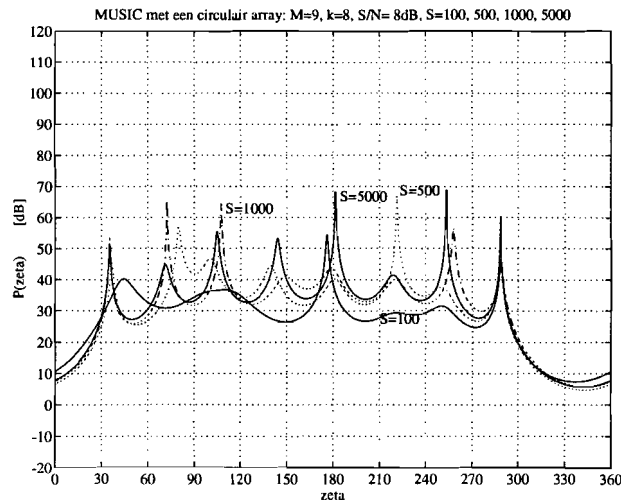
Tijdens deze testsituaties is er gebruik gemaakt van de formules uit 6.2.1; per sampleperiode bevatten de signalen  $x_i(t)$  per antenne-element de hierboven beschreven uniform verdeelde ruiscomponent, die in de tijd verandert. De signaalruisverhouding heeft invloed op de prestatie van het MUSIC algoritme. Hoe lager de signaalruisverhouding wordt hoe groter de *pointing error* wordt en hoe lager de pieken worden in  $P(\zeta)$  voor  $\zeta=\theta$ . De correlatie van de ruis tussen de elementen neemt dan af en kan uiteindelijk beschreven worden volgens formule 6.29.

### 6.4.4.1 Verdeling en aantal aanwezige signalen

Het aantal signalen dat op het array invalt heeft invloed op de prestatie van het MUSIC algoritme. Als het aantal signalen toeneemt tot  $M-1$  dan neemt de kwaliteit van het representatiesignaal voor een gegeven signaalruisverhouding af; lagere pieken (Appendix C figuur C4 t/m C7). Verder heeft de grootte van de hoek tussen deze invallende signalen invloed op het prestatieniveau van het MUSIC algoritme. Namelijk hoe kleiner de hoek tussen de signalen wordt hoe lager het prestatieniveau wordt (Appendix C C9 t/m C12).

### 6.4.4.2 Het aantal samples

Zoals al eerder is opgemerkt heeft ruis dat gecorreleerd is tussen de elementen een grote invloed op de eigenvectoren. Door het aantal samples te vergroten zal de gecorreleerdheid van de gegenereerde ruis tussen de verschillende elementen afnemen. Hierdoor zal het algoritme beter gaan functioneren. Uit simulatieresultaten blijkt deze conclusie juist te zijn. Door het vergroten van het aantal samples wordt de pointing error kleiner en de pieken hoger in het representatiesignaal  $P(\zeta)$  voor  $\zeta=\theta$ . (Appendix C figuur C13).

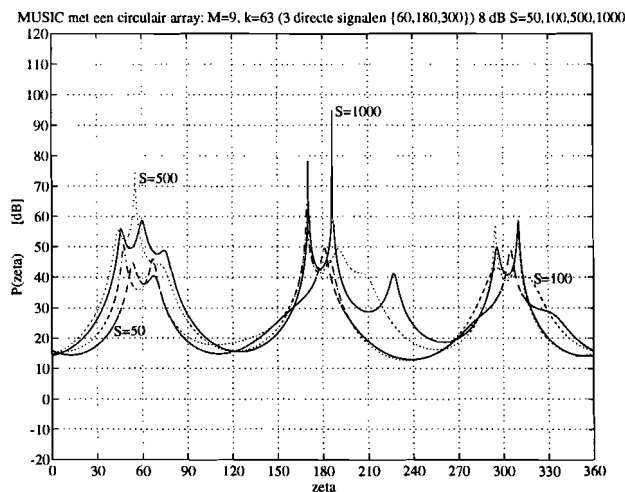


Figuur 6.12 De invloed van het aantal samples op het presentatiesignaal. Bij gebruik van minder samples neemt de prestatie van het MUSIC algoritme af.

#### 6.4.4.3 Multipad signalen

Er is geen zichtbaar verschil in functioneren van het MUSIC algoritme waar te nemen als enkele invallende signalen gecorreleerd zijn met elkaar (vergelijk figuur C13 met figuur C23 en figuren C7 en C21 met figuur C22 uit Appendix C).

Wel valt op dat er in figuur 6.13 al representatieve richtingen gevonden worden bij 8 dB bij gebruikmaking van slechts 50 samples.



Figuur 6.13 Drie directe signalen vallen in op een array van negen elementen onder hoeken van 60, 180 en 300 graden waaromheen in et totaal 60 multipadsignalen invallen. De signaal ruisverhouding is 8 dB. Alle richtingen worden teruggevonden.



## 7 Conclusies

---

Het gebruik van adaptieve antennesystemen zal er voor zorgen dat het GSM-systeem zich steeds kan optimaliseren aan de hand van zijn steeds veranderende omgeving. Zo zal het adaptieve antennesysteem de gebruikte frequenties en de contouren van zijn stralingsdiagram zodanig kiezen dat de ontvangst van signalen optimaal is en dat de co-channel interference die veroorzaakt of ontvangen wordt op zowel het basisstation en het mobiele station geminimaliseerd wordt.

Afhankelijk van hoe de signaalomgeving van het adaptieve antennesysteem eruit ziet, kan een algoritme geselecteerd worden. Optimal combining, een bundelvormingsalgoritme is het best toepasbaar op het mobiele station, omdat het gewenste signaal en de afzonderlijke multipadsignalen onder alle richtingen op de antenne in vallen, deze kunnen dan m.b.v. dit algoritme optimaal gecombineerd worden.

Op het basisstation kiezen we als algoritme het bundelsturingsalgoritme, omdat alle multipad signalen, die op de antenne van het basisstation invallen afkomstig zijn uit een beperkte sector en zodoende m.b.v. één bundel te ontvangen zijn. In dit geval zal de equalizer van het GSM systeem ervoor zorgen dat de multipad signalen optimaal gecombineerd worden. Door gebruik te maken van bundelstruring wordt een groot deel van de aanwezige co-channel signalen (afkomstig uit de andere richtingen) door de antenne uit het ontvangen signaal verwijderd.

Zoals blijkt uit Appendix B 2.2 is het MUSIC algoritme geschikt voor de bepaling van de richting van de invallende golven. Een implementatie van het MUSIC algoritme laat zien dat het binnen 385  $\mu$ s een goede schatting kan geven van de richtingen van de golven met behulp van een circulair dipool array [Appendix B ref. 10]. Het MUSIC algoritme kan volgens de vakliteratuur niet functioneren in een omgeving met daarin multipadsignalen, maar wel als het gebruik maakt van een configuratie met twee antennearrays (Appendix B 2.2.1.4). Dit en andere principes zorgen ervoor dat er steeds meer multipad signalen afzonderlijk herkend kunnen worden. In ons geval is het onderling onderscheiden van multipad signalen niet van belang en zelfs door de grotere benodigde rekencapaciteit en door het grotere benodigde array een nadeel.

Als we uitgaan van een reële simulatie, waarbij de ruisomgeving gesimuleerd worden door uniform verdeelde random amplitude- en faseruis, dan kan er geconcludeerd worden dat het MUSIC algoritme bevredigende resultaten oplevert. Uit de simulatieresultaten blijkt dat het MUSIC algoritme weldegelijk werkt in een multipad omgeving zonder gebruik te maken van Forward/backward Spatial Smoothing technieken. Dit houdt in dat voor het bepalen van de richtingen van de mobiele gebruikers gebruik gemaakt kan worden van een richtingsbepalingsalgoritme dat weinig rekentijd benodigt en gebruik maakt van arrays met een minimum aantal elementen. Door gebruik te maken van de gecorreleerdheid van de multipadsignalen met de directe signalen, dus door ze niet te zien als “zelfstandige” signalen, kunnen de rich-

tingen van de hoofdsignalen bepaald worden met behulp van antennes met slechts weinig elementen. Een antenne met zo'n 5 tot 9 elementen is voldoende om te functioneren binnen het GSM-systeem (uitgaande van maximaal drie gebruikers per kanaal).

Factoren die invloed hebben op het functioneren van het MUSIC algoritme zijn de signaalruisverhouding, het aantal antenne-elementen en het aantal samples van de antennesignalen. Zo kan men bij een lage signaalruisverhouding toch een goede richtingbepaling verkrijgen door gebruik te maken van meerdere elementen. Het verhogen van het aantal samples is vooral van belang in een omgeving waarin zich geen multipad signalen bevinden. In een multipadomgeving (een reële situatie) heeft het aantal gebruikte samples minder invloed op het prestatieniveau van het MUSIC algoritme.

## Aanbevelingen

Hieronder volgen er een aantal aanbevelingen, met betrekking tot onderzoeksgebieden die nog onderzocht zouden kunnen worden.

Op het basisstation:

- ontwerp en implementatie van een "tracking" procedure, om de gewenste mobiele te kunnen volgen tijdens de communicatie,
- een andere elementconfiguratie van het array dat gebruikt wordt voor het richtingsbepaling-algoritme,
- implementatie van het MUSIC algoritme in "hardware" en testen op snelheid in een meetopstelling met multipad en ruis,
- onderzoek naar een goed functionerend bundelsturingsprincipe en antenneconfiguratie.
- ontwerp van een antennemast met daarop een antennestelsel voor de rondstraler, een circulair array voor het bundelsturingsalgoritme en een array (circulair) voor het richtingsbepalingsalgoritme.

Op het mobiele station:

- de invloed van een Optimal Combining algoritme als pre-processor voor de GSM equalizer/ontvanger in het geval van toepassing op het mobiele station.

# Referenties

---

- [1]     **Array Signal Processing**  
Concepts and Techniques  
Don H. Johnson - Dan E. Dudgeon  
Prentice Hall 1993
  
- [2]     **Adaptive Antennas**  
Concepts and Performance  
R.T. Compton  
Prentice Hall 1988
  
- [3]     **Spatial Smoothing for arrays with arbitrary geometry**  
H. Wang, K.J.R. Liu en H. Anderson  
IEEE 1994
  
- [4]     **A method of choosing element patterns in an adaptive array**  
R.T. Compton  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation; Vol AP-30, NO.3, May 1982
  
- [5]     **Observability conditions of multiple signal direction finding and array sensor locations**  
T. James en H. Lo  
IEEE Transactions on Signal Processing; Vol 40, NO.11, November 1992
  
- [6]     **UN-MUSIC and UN-CLE: An application of generalized correlation analysis to the estimation of the direction of arrival of signals in unknown correlated noise**  
Wu Qiang en Kon Max Wong  
IEEE Transactions on Signal Processing; VOL 42, NO.9, September 1994

## List of acronyms

ACCH	Associated DCCH
AGCH	Access Grant CHannel
BCCH	Broadcast Control CHannel
Bm	Full rate TCH
BP	Burst Period
BSC	Base Station Controller
BSS	Base Station Subsystem
BTS	Base Tranceiver Station
CI	relative interference ratio
CCCH	Common Control CHannel
CCH	Control CHannel
CDMA	Code Division Multiple Access
DCCH	Dedicated Control CHannel
DTX	Discontinuous Transmission
FACCH	Fast Associated DCCH
FCCH	Frequency Correction CHannel
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
GMSC	Gateway Mobile service Switching Centre
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
HLR	Home Location Register
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
Kc	ciphering Key
Lm	Half rate TCH
MCC	Mobile Country Code
MM	Mobility Management
MNC	Mobile Network Code
MS	Mobile Station
MSC	Mobile services Switching Centre
MSIN	Mobile Subscriber Identification Number
N	Number of frequencies

NSS	Network and Switching Subsystem
PAGCH	PCH plus AGCH
PCH	Paging CHannel
PIN	Personal Identity Number
PLMN	Public Land Mobile Network
PSTN	Public Switched Telephone Network
RACH	Random Access CHannel
RAND	RANDom number
RIL	Radio Interference Layer
RR	Radio Resource
SACCH	Slow Associated DCCH
SCH	Synchronisation CHannel
SDCCH	Stand-alone DCCH
SIM	Subscriber Identity Module
SFH	Slow Frequency Hopping
SRES	Signed RESult
TAF	Terminal Adaption Function
TCH	Traffic CHannel
TCH/F	Full rate TCH
TCH/H	Half rate TCH
TDMA	Time Division Multiple Access
TMSI	Temporary Mobile Subscriber Identity
TN	Time slot Number
VLR	Visitors Location Register

# Chapter 1

## Global System for Mobile communications

---

GSM, a cellular telephone system is based on the transmission of digital signals at a rate not exceeding 16kbit/s and uses medium sized frequency bands (200 kHz carrier separation) with slow frequency hopping.

The aims of the system are offering its users access to a large variety of telecommunication services: speech, data, voice and alphanumeric messaging, videotex, and so on, offering encryption of user information and allowing free roaming of the subscribers within Europe. So the same GSM mobile station must enable its user to call or be called anywhere within the international coverage area.

# Chapter 2

## The GSM system

---

### 2.1 GSM architecture

GSM uses a mixed Frequency Division and Time Division Multiple Access (FDMA and TDMA) with frequency hopping. The basic TDMA factor, i.e., the number of calls obtained from a 200 kHz frequency band, is 8 for data at 9600 bit/s and for speech in a first phase, and will be 16kbit/s for speech in the near future. Frequency hopping, which consists in regularly changing the frequency of transmission for a given mobile station to base station connection, has been introduced for improving quality at low mobile speed as well as for spectrum efficiency. The digital modulation of the 900 MHz radio waves is Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK). And uses emission and reception on a burst basis, with equalisation adapted burst per burst (a series of about a hundred modulated bits). They are sent in time and frequency windows, which we will call slots. The central frequencies of these slots are positioned every 200kHz within the system frequency band (FDMA aspect), and they recur in time every 0.577 ms (15/26 ms), a time unit designated BP (Burst Period) (TDMA aspect). GSM also makes use of various digital error correction codes with interleaving, with the intent to provide an excellent compromise between the spectrum usage of a channel and resistance to interference.

#### 2.1.1 Burst

The packet of bits used to modulate the signal phase of a burst includes in general the useful part of the information, plus a training sequence and three additional "0" bits at each end. Theoretically, the signal phase is obtained by applying the modulation method to an infinite series of bits, consisting here of the bit sequence of the burst preceded and followed by infinite series of "1". If we only consider the guard time as the period during which the signal is below -70 dB, then its duration is about 30  $\mu$ s. In the uplink direction, this guard time is barely enough to compensate for equipment inaccuracies and for multipath echoes if they are spread on the maximum range allowed by demodulation. The propagation delay itself is compensated by the timing advance mechanism.

tail	information	training sequence	information	tail
3	58	26	58	3

The training sequence has been inserted in the middle of the burst in order to minimise its

maximum distance with a useful bit, and is therefore sometimes called “midamble” (it has the same role as a preamble, but is in the middle of the burst).

In case of an initial access burst the training sequence and the initial tail are longer than the ones of normal bursts, in order to increase the demodulation success probability: the task is quite hard, since the receiver starts from scratch: it knows neither the reception level, neither the frequency error nor the exact reception time! Since the propagation time between mobile station and base station is not known when such bursts are used, an access burst arrives at the base station with a time error of twice the propagation delay, compared to the reception window. The small duration of the access burst is there to compensate for this effect: the mobile station has to be very far indeed for the burst not to fit in the reception window. Mobile stations may wander up to 35 km away from the base station before they miss the target.

### 2.1.2 Timing Advance

When the mobile station is far from the base station, propagation delays cannot be neglected, and an exact 3 BP shift (difference between the uplink and downlink timeslot) cannot be maintained both at the mobile station and at the base station. But it is imperative that the bursts received at the base station fit correctly into the time slots, and as we have already seen this is not very roomy. Otherwise, the bursts from mobile stations using adjacent time slots could overlap, resulting in a poor transmission quality or even in a loss of communication. The only solution is that the mobile station advances its emission relatively to its reception by a time compensating the to and from propagation delay (timing advance). The exact shift between downlink and uplink as seen by the mobile station is the 3 BP minus the timing advance. The timing advance value can be computed by the Base station, and is then provided to the mobile station through signalling.

## 2.2 The GSM system configuration

The GSM-system (figure A1) consists out of several sub-systems which are described below.

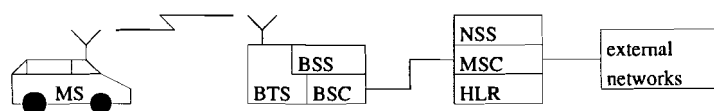


Figure A1 The GSM system configuration with mobile station, base station and its internal and external network architecture.



## 2.2.1 The Mobile Station (MS)

The mobile station (figure A1 MS) usually represents the only equipment the user ever sees from the whole system. Mobile station types include not only vehicle-mounted and portable equipment, but also handheld stations, which will probably make up most of the market.

A GSM mobile station is split in two parts, one of which contains the hardware and software specific to the radio interface, and another which contains the subscriber-specific data: the Subscriber Identity Module, or SIM. The SIM can be either a smart card, having the well known size of credit cards, or alternatively it can be “cut” to a much smaller format, called “plug-in SIM”. The SIM can be protected by a password, a PIN code (Personal Identity Number), similar to the (typically 4-digit) PINs on a credit card and may be chosen by the subscriber. The SIM may contain a list of abbreviated dialling numbers, with the corresponding alphanumerical index and the type of call, stored short messages (received when the user was not present) and a list of preference for the choice of a network when several are possible.

## 2.2.2 The Base Station Subsystem (BSS)

The Base Station Subsystem groups the infrastructure machines which are specific to the radio cellular aspects of GSM. The BSS is in direct contact with mobile stations through the radio interface. The BSS includes two types of machines: the Base Transceiver Station, which is in contact with the mobile stations through the radio interface, and the Base Station Controller, the latter being in contact with the switches of the Network and Switching Subsystem.

### 2.2.2.1 Base Transceiver Station (BTS)

A BTS comprises radio transmission and reception devices, up to and including the antennas, and also all the signal processing specific to the radio interface. BTSs can be considered as complex radio modems, and have little other functions. A one-rack first-generation BTS is typically able to handle three to five radio carriers, carrying between 20 and 40 simultaneous communications. Reducing the BTS volume is important to keep down the cost of the cell sites, and process can be expected in this area.

### 2.2.2.2 Base Station Controller (BSC)

The BSC is in charge of all the radio interface management through the remote command of the BTS and the MS, mainly the allocation and release of radio channels and the handover management.

### 2.2.3 The Network and Switching Subsystem (NSS)

The NSS includes the main switching functions of GSM, as well as the data bases needed for subscriber data and mobility management. The main role of the NSS is to manage the communications between the GSM users and other telecommunications network users.

#### 2.2.3.1 Mobile services Switching Centre (MSC)

Within the NSS, the basic switching function is performed by the MSC (Mobile services Switching Centre), whose main function is to coordinate the setting-up of calls to and from GSM users. The MSC has interfaces with the BSS on one side (through which it is in contact with GSM users), and with the external networks on the other.

#### 2.2.3.2 Home Location Register (HLR)

Besides MSC's, the NSS includes data bases. Subscriber information relevant to the provision of telecommunications services is held on the infrastructure side in the HLR, independently of the actual location of the subscriber. The HLR also includes some information related to the current location of the subscriber. In order to set up a call towards a GSM user this call is first routed to a gateway switch, referred to as GMSC, without any knowledge of the whereabouts of the subscriber. The gateway switches are in charge of fetching the location information and of routing the call towards the MSC through which the subscriber can obtain service at this instant.

## Chapter 3

# Cell architecture and frequency reuse

Instead of trying to increase transmission power, cellular systems are based on the concept of frequency reuse; the same frequency is used by several sites which are far enough from an other, resulting in a tremendous gain in system capacity (figure A2). The counterpart is the increased complexity, both for the network and for the mobile stations which must be able to select a station among several possibilities, and the infrastructure cost due to the large number of different sites. As an example, if the same frequency may be reused in every ninth cell, a spectrum allocation of  $N$  frequencies allows  $N/9$  carriers to be used simultaneously in any given cell. The total system throughput, often expressed in number of simultaneous calls per  $\text{km}^2$  per MHz, can therefore be increased by reducing the cell size, notwithstanding the limited spectrum available.

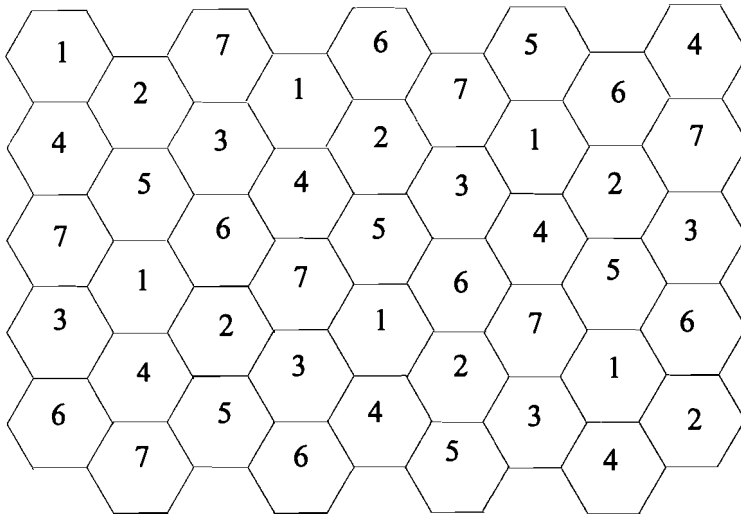


Figure A2 The hexagonal cell distribution with frequency reuse.

### 3.1 Cellular planning

The optimisation process directs the choice towards less cells of larger capacity. Cellular planning will then attempt to minimise the total number of sites, given the traffic

distribution constraints. The cost considerations alone lead to having a few sites as possible, ideally a single (enormous) cell. This is however not feasible, for two reasons. The first one is the amount of available spectrum. The provision of a number of traffic channels in a cell requires some minimum amount of frequency, which depends on the system. Secondly, the radio transmission range is limited by the maximum transmission power of mobile stations and by noise. The maximum cell size and hence the total number of radio sites in the system is therefore affected by two factors: the transmission range and the interference introduced by a too small reuse distance of a radio resource to be able to accommodate the total traffic.

## 3.2 Range

The emission power of mobile stations is limited to 20 W for GSM vehicle-mounted stations, to 2 W for GSM handheld stations. On the other hand, the sensitivity of base stations is limited because of the background noise seen by the antenna and in particular because of the thermal noise introduced in the transmission chain in and after the base station. The power loss is modelled typically as an exponential of the distance  $d^\alpha$ , with typical values of  $\alpha$  in the range 3 to 4, depending on the building density within the town.

When all these factors are taken into account, the cell range in GSM is limited to a few tens of kilometres in rural areas, depending on the terrain and on the base station antenna height. In urban areas, this limit comes down to 5 to 10 km, except for handheld stations, for which the limit is a few kilometres at best.

## 3.3 Lower boundary

Yet, the lower boundary is difficult to determine: cells of more than one km radius should be no problem, whereas the system may not be fully suitable to cells with a radius below, say, 300 meters. The efficiency of the system decreases when cell size is reduced, and then the ratio between the expenditure and the traffic increases, and eventually reaches a point where economical considerations call for a halt. Another important point is the capacity of the system to move a communication from one cell to another rapidly. GSM requires too much time to prepare such a transfer to cope with fast moving users in very small cells.

## 3.4 Upper boundary

The cell size upper bound is more obvious: a first, non-absolute, limitation in GSM is a range

of 35 kilometres. Cells of bigger size are possible, but require specially designed cell-site equipment and incur some loss in terms of maximum capacity.

However, there are cases when larger cells would be useful. This holds in particular for the coverage of inshore coastal areas, where high antennas (e.g., on lighthouses) could be in sight of boats more than 35 km away on sea. Such uses are indeed possible, at the expense of the number of channels per MHz. The trick consists in obtaining a huge guard time (more than 580  $\mu$ s) by using only every second burst.

### 3.5 Cellular Planning Tools

The uniform cellular structure depicted in figure A2 is not a realistic cellular structure. Because this cellular structure is independent of its environment. The cellular structure which is used in GSM is based on approximations of the traffic intensity and on building height and the situation of these buildings. For planning cellular structures one uses a tool implemented on a computer, this program uses approximations of the traffic intensities, measured on location and a database containing the situation heights of the buildings.

After indication of possible sites for mounting an base station antenna, the program starts constructing patterns of these antenna's taking into account the surrounding buildings. These patterns shaped by the buildings cover up a part of the environment with its measured traffic. Knowing the amount of users, the program selects a set of frequencies, which are the least affected by co-channel interference induced by surrounding base stations. In this structure the reuse distance depends on the buildings surrounding the base station antennas and the height of these antennas.

## Chapter 4

# An end-to-end view of transmission

---

The first item encountered is the microphone of the mobile station. Inside this mobile station, the analog voice signal is transformed into a digital information stream at a rate of 13 kbit/s, which represents the speech signal. Other processes in turn change this digital bit stream into a high frequency analog signal transmitted via the air.

After being detected by a base station antenna, this radio signal is processed to recover the digital signal representing speech, which is transported over coaxial cables towards a speech transcoder. From this incoming 13 kbit/s input, the speech transcoder derives another digital representation of the speech signal, at a rate of 64 kbit/s (the standard used in fixed network transmission). It is routed through the Mobile services Switching Centre (MSC) and various links and switches in the Public Switched Telephone Network (PSTN) until it reaches the local switch to which the connection has to be made. There (or possibly elsewhere inside the PSTN), the analog speech signal is reconstructed from the digital 64 kbit/s flow, and transported on the wanted subscriber line until it reaches the telephone.

The bit stream is structured in successive blocks occurring on average each 20 ms. A block contains 316 bits, leaving on average 4 bits between successive blocks to cope with the variations due to time alignment. The contents of the block is summarised below:

	Number of bits in uplink frames	Number of bits in downlink frames
Frame synchronisation	35	35
Discrimination between speech and data, full rate and half rate	5	5
Time alignment	6	6
Bad frame indication	1	
DTX mode	1 (not in phase 1)	
Other information (specified, mandatory but redundant)	3 (BFI+TAF)	1 (SP)
Speech block	260	260
Spare	5 (6 in phase 1)	9

### 4.1 Channels

For all other services than short messages, a user engaged in a communication must have at his disposal a portion of the radio interface uniquely devoted to the call for its duration. During a call, each terminal has access to a two-way digital traffic channel and a separate two-

way control channel.

#### 4.1.1 Traffic Channels (TCHs)

A special kind of channels are the TCHs (Traffic CHannels). From the multiple access point of view, two kinds of TCHs are defined:

- The TCH/F (where F stands for “full rate”) or Bm channel, allows the transmission of 13 kbit/s speech or of data at 12, 6 or 3.6 kbit/s;
- The TCH/H (where H stands for “half rate”) or Lm channel, allows speech coded at a rate around 7 kbit/s to be transported (the specification of this coding is currently under way), or data at a rate of 6 or 3.6 kbit/s.

For these bidirectional channels, the two directions could have been defined in different ways. However, for simplicity reasons, the channel definitions for the two directions are always related in a very elementary manner: a fixed frequency gap (the “duplex separation”) of 45 MHz and a time shift, which depends on the channel type, separate two corresponding slots of a given channel. This band includes two sub-bands of 25 MHz each, 890-915 MHz and 935-960 MHz. There are 124 different frequency slots defined in a 25 MHz sub-band. The normal practice is not to use the frequency slots at the border (those numbered 0 and 124), except when a special agreement has been reached with the users of the adjacent band. As seen from the base station point of view, the organisation in the uplink direction is derived from the downlink one by a delay of 3 BPs. This delay of 3 BPs is a constant throughout GSM. In fact, the convention is that the numbering of the uplink slots is derived from that of the downlink ones by a shift of 3 BPs; this choice allows the slots of one channel to bear the same Time slot Number (TN) in both directions.

#### 4.1.2 Control CHannel (CCH)

Control channels are used to provide all active Mobile Stations with a continuous frame oriented means of communication across the MS-BS interface. A Mobile Station Channel Configuration contains one or more control channels. These control channels may change in time, with the channel configuration. Access management signalling functions are used to insure the continuity when a change in the control channels occurs.

Control channels are classified by control channel types, which have common characteristics. The control channels are primarily intended to carry signalling information for circuit switching, mobility management and access management. In addition to signalling information, control channels may also be used to carry packet-switched data, including those relating to Short Message Services.

### 4.1.3 Control channel types

#### 4.1.3.1 Broadcast Control Channel

A broadcast control channel (BCCH) is a point-to-multipoint unidirectional control channel, from the fixed sub-system to the Mobile Stations. A BCCH is intended to broadcast a variety of informations to MSs, including information necessary for the MS to register in the system (e.g. synchronisation data).

#### 4.1.3.2 Common Control Channel

A common control channel (CCCH) is a point-to-multipoint bidirectional control channel. A CCCH is primarily intended to carry signalling information necessary for access management functions (e.g. allocation of dedicated channels). The CCCH can be used for other signalling purposes. It uses a layered protocol according to GSM Recommendation Series 04. In particular the multipoint to point management is achieved through random access techniques.

The following terms may be used when the context requires it :

- The RACH (Random Access Channel) is an uplink part (MS to network) of the CCCH.
- The AGCH (Access Grant Channel) and the PCH (Paging Channel) are the downlink part (network to MS) of the CCCH reserved for assignment messages.

#### 4.1.3.3 Dedicated Control Channel

A dedicated control channel (DCCH) is a point-to-point bidirectional control channel. DCCHs exist with a variety of bit rates. DCCHs are further classified as follows according to some technical particularities :

- A SDCCH (Stand-alone DCCH) is a DCCH whose allocation is not linked to the allocation of a TCH. SDCCHs exist with bit rates of 781 107/153, 4600 or 9200 bit/s.
- A FACCH (Fast Associated DCCH) is a DCCH obtained by preemptive dynamic multiplexing on respectively a Bm or a Lm channel. The allocation of a FACCH is obviously linked to the allocation of a TCH. The bit rate of a FACCH is 9200 or 4600 bit/s.
- A SACCH (Slow Associated DCCH) is a DCCH of rate 115/300 or 299/765 kbit/s. A independent SACCH is always allocated together with a TCH or a SDCCH.
- The terms Bm, or Bm + ACCHs can be used to refer to a Bm channel together with the corresponding FACCH and the co-allocated SACCH when the context avoids any ambiguities. Similar remarks apply to the terms Lm, Lm + ACCHs, Lm + Lm, Lm + Lm + ACCHs. The term SDCCH can be used to refer specifically to a SDCCH of bit rate 598/765 kbit/s together with the co-allocated SACCH when the contexts avoids any ambiguities.



## 4.2 BS Acces Capability

The BS access capability is composed of

- one BCCH;
- one CCCH physically related to the BCCH;
- {0 to 3 additional CCCHs; and
- a global resource.

or:

- BCCH, CCCH plus 4 SDCCHs and a global resource.}

The global resource can be used to accommodate:

- i)  $n_1$  (  $B_m + FACCH + SACCH$  )
- ii)  $2n_2$  (  $L_m + FACCH + SACCH$  )
- iii)  $n_3$  ( SDCCH of rate 9200 bit/s + SACCH )
- iv)  $2n_4$  ( SDCCH of rate 4600 bit/s + SACCH )

and

- v)  $8n_5$  ( SDCCH of rate 598/765 kbit/s + SACCH )

with the constraint :  $n_1 + n_2 + n_3 + n_4 + n_5$  lower than some value characterising the BS capability.

The exact use of the global resource may vary in time.

## 4.3 Channel configurations

At a given moment, a Mobile Station accesses only a limited number of the channels appearing on its radio interface. Different compositions for the accessed channels set are identified, and specified below.

Different channel configurations are :

- I) BCCH ;
- II) CCCH ;
- III) CCCH + BCCH ;
- IV) SDCCH + SACCH;
- V)  $B_m + FACCH + SACCH$ ;
- VI)  $L_m + FACCH + SACCH$ ;
- VII)  $L_m + L_m + FACCH + SACCH$ .

Configuration i) is normally used only in the phase when the physical connection is not set (i.e. just after switch-on, or after a too long interruption of the physical connection due to poor propagation conditions).

Configurations ii) or iii) are used by active but idle MS.

Configurations iv) is used in phases when only a dedicated control channel is needed.

Configurations v) to vii) are used in particular when a circuit-switched communication is in progress.

## 4.4 Channel Organisation in a Cell

The timing patterns of GSM are defined in time intervals as short as 920 ns (one quarter a bit) and as long as 3h 28mn 53s 760ms being an hyperframe (figure A3), which exists out of 2048 superframes (6.12 s). A superframe is the smallest multiple of both the 51 TDMA frame cycle for common channels and the 26 TDMA frame cycle for dedicated channels, which are called “51 multiframe” (235 ms) and “26 multiframe” (120 ms) respectively. The duration of a TDMA frame out of which a multiframe consists is 4.615 ms, so it consists out of 8 BPs. The figure shows how the channels are organized. It shows a GSM multiframe of 120 ms duration divided into 26 frames, each containing eight time slots. In the multiframe, 24 frames are for user information carried in logical traffic channels. The other two frames contain system control information in associated control channels. Each call in process is assigned to one of these logical control channels which provide GSM with an out-of-band signalling capability.

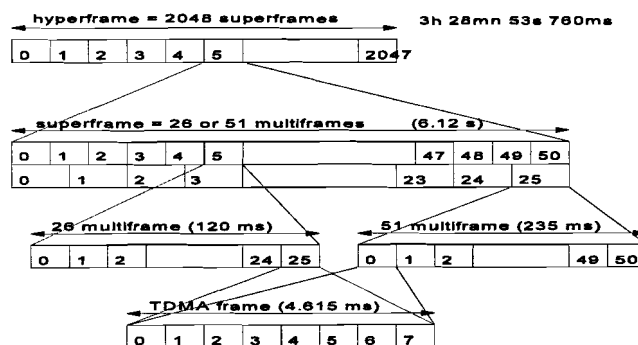


Figure A3 The channel organisation in a cell

## 4.5 Radio Channel Description

The coding of the cell allocation uses 16 octets (where it includes a bit map for all 124

frequencies). The cell allocation is limited to less than 64 frequencies (since the bit map in the mobile allocation is limited to 64 bits). This is not really a constraint, since all frequencies cannot be used in all cells.

In the vast majority of cases, the cell allocation will not contain more than 32 frequencies; indeed, the gain brought by frequency hopping increases very little with higher numbers. Some encoding schemes have been introduced in the Specifications to encode efficiently the frequency set when the cell allocation consists in such a small number of frequencies.

Afterwards, another scheme was designed to cope with more frequencies, whilst maintaining compatibility with the first one, and is able to cope with 1024 different frequencies, leaving some room for extensions in future GSM-related systems.

## 4.6 Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)

The GMSK modulation has been chosen as a compromise between a high spectrum efficiency (for radio waves...) of the order of 1 bit/Hertz, and a reasonable demodulation complexity. The theoretical modulation spectrum (calculated on an infinite random sequence of a channel separation of 200 kHz results in a non-negligible overlap between the spectrum in adjacent frequency slots, quite higher than that usually tolerated in radio. This source of interference can be limited by careful frequency planning, aiming at separating geographically the usage of adjacent frequency.

## 4.7 Digital speech coding

The codec selected for GSM is a Regular Pulse Excitation, Linear Predictive Coder (RPE-LPC). This algorithm is based upon a general fixed point 16 bit DSP core. The algorithm has been implemented on many different DSP chips e.g. Analogue Devices ADSP2100, AT&TDSP16, Motorola DSP56000 and Texas Instruments 320C25.

The basic data rate from the codec is 13 kb/s and speech is processed in 20 ms blocks.

The speech codec also has to support several other functions:

- Voice activity detection to allow the use of Discontinuous Transmission. This can save battery power in the mobile because the mobile will not transmit when the user is not speaking. DTX also reduces co-channel interference which allows greater frequency reuse and hence more users for a given resource.
- Comfort noise generation to prevent an annoying 'dead' sound to the receiving party

during discontinuous transmission. The receiving codec will generate comfort noise that tracks the background noise of the calling party.

- Speech extrapolation to mask the effect of speech frames received with errors from the radio. Here the decoder must repeat the decoding of the previous good frame with a little attenuation.

One significant advantage inherent in the digital transmission of speech is increased security from eavesdropping and if more security is required the digital encryption may easily be applied.

## 4.8 Multipath equalisation and Demodulation

At the transmission frequencies used for GSM, signals are easily reflected from buildings, high-sided vehicles and even hills and mountains. By definition a reflected signal will arrive at the receiver later than the direct path signal, because it has to travel further and GSM has been specified that receivers have to successfully demodulate signals which have been delayed by up to 4 bit periods. The process undertaken to achieve this is termed multipath equalisation.

In order to understand how the equalisation process works we need to discuss the effect that multipath has on the GMSK modulation technique employed by GSM. This form of modulation is best considered as a constrained phase modulation. The carrier phase is changed by  $\pm\pi/2$  depending on the value of the symbol being transmitted.

In a perfect system with no noise or phase errors, the phase of the received signal would be one of the four values  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$  and the amplitude would be constant. Both phase and amplitude of the received signal are however severely corrupted by multipath.

GSM helps the receiver overcome the problem by transmitting a fixed sequence of 26 bits known as the training sequence in the middle of every time slot. The receiver, knowing the sequence, uses a correlation process to find this bit pattern and the correlation function itself provides an estimate of the transfer function in the time domain between the transmitter and the receiver. Once the transfer function is known, a prediction of the received phase and amplitude can be made for each combination of bits that might have occurred (the number of bits contributing to the combination is dependent upon the multipath time delay range which must be accommodated). It is now possible to determine the most likely bit sequence corresponding to the received signal by taking all possible bit sequences and defining for each the predicted phasor sequence. This can be compared with the received phasor sequence and a figure for the goodness of fit can be calculated. If we refer to Figure A4 we see a received signal  $S_n$ . For simplicity this is assumed to have arisen from only two possible phasors,  $P_n$  and  $Q_n$  (in practice it could have come from any of the 16 possible phasors in the diagram). For the

sake of argument let us assume that  $P_n$  represents the phasor which would have arisen from the sequence 10110 and  $Q_n$  that form 00100. The next bit to arrive will either extend the sequence 10110 or 101100. Thus the only phasors which should be received next are those arising from 01101 and 01100. These are shown as  $P_{n+1,1}$  and  $P_{n+1,0}$  in the figure. A similar argument applies to  $Q_n$  creating  $Q_{n+1,1}$  and  $Q_{n+1,0}$ . Thus if the signal  $S_n$  had arisen from  $P_n$  its successor  $S_{n+1}$  could only come from  $P_{n+1,1}$  and  $P_{n+1,0}$ . We can measure how closely  $S_{n+1}$  fits  $P_{n+1,0}$ ,  $P_{n+1,1}$ ,  $Q_{n+1,0}$  and  $Q_{n+1,1}$  simply by measuring the distance it is from each. In practice we measure the goodness of fit between a signal and all predicted phasors for every bit interval. This allows us to construct a diagram known as the Viterbi trellis. This is shown in Figure A5 and enables us to track all the possible routes through the trellis summing the costs  $C_{ij}^n$  at each stage. The sequence that has the lowest cost is then selected as the demodulated signal.

### 4.9 Channel coding and decoding

The radio path will suffer from both random errors and fades, and GSM has adopted a convolution coding scheme to protect against these. Convolution coding has been shown to be superior to binary block code for random errors and to give similar performance to a Reed Solomon code for burst errors, provided suitable block interleaving is employed. Figure A6 shows

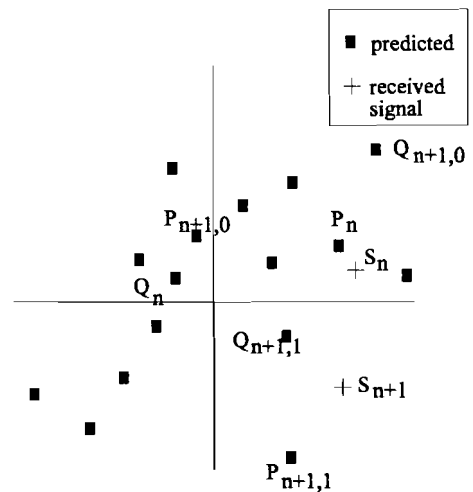
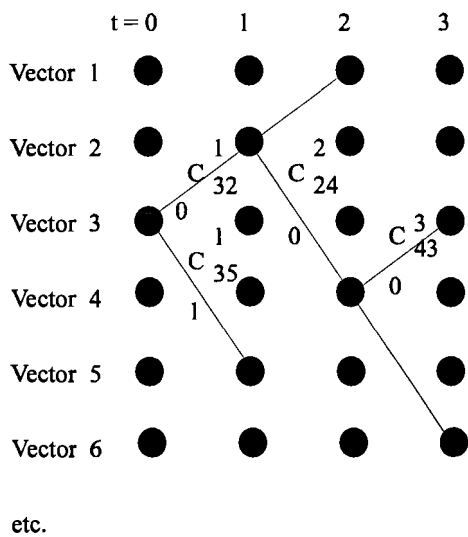


Figure A4 Phasor prediction diagram

Figure A5 The Viterbi Trellis

how the convolution coding with a constraint length of 5 is implemented. The particular

encoder shown is that used for speech traffic. Different codes are used for signalling channels and data traffic.

Decoding the received signal however is a much more complex process and the general consensus is that a Viterbi algorithm, very similar to that used for multipath equalisation, provides the best solution. Figure A7 shows how this works. The coder outputs for possible combinations of data in the shift registers is established and the received bit pair compared with them. A simple Hamming distance cost function is then computed for each comparison - these are the figures shown below each received bit pair in the diagram. As the sequence proceeds the cumulative cost figure is determined and at the end of the block (182 bit pairs for a full rate speech channel) the sequence with the minimum cost function is chosen. For the sake of clarity only a small number of sequences are shown in this diagram but in practice all possible sequences will be evaluated.

Note that it is not sufficient to select the lowest cost path at each point and only follow that route. In the diagram, for example, at time  $t=3$  the decoded sequence 101 (shown by the dotted arrows) is winning but by  $t=5$  the sequence 01010 (shown by the striped arrows) shows a lower cost figure.

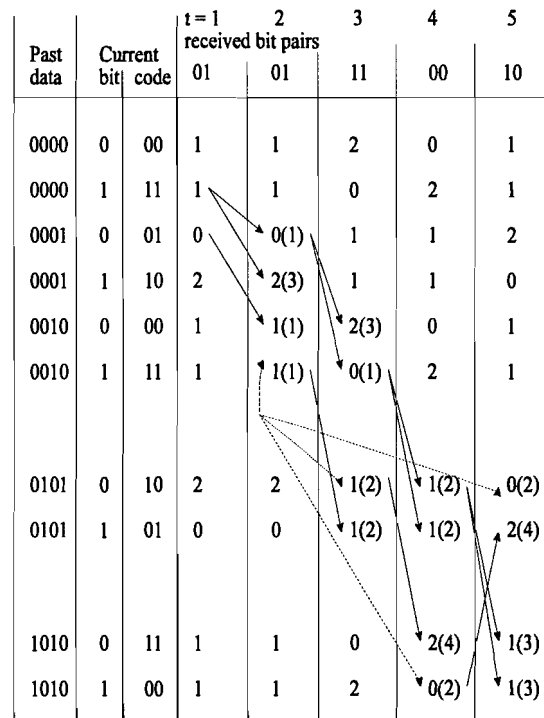
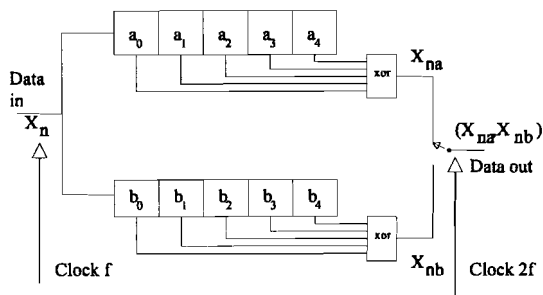


Figure A6 A half-length convolution coder of constraint length 5

Figure A7 The Viterbi Trellis (Figures in brackets are cumulative cost)

# Chapter 5

## Spectral efficiency

---

The spectral efficiency, together with the constraints on the cell size, determines also the possible compromises between the capacity and the cost of the infrastructure.

Many technical tricks to improve spectral efficiency are the following:

- the **control** of the **transmitted power** on the radio path aims at minimising the average power broadcast by mobile stations as well as by base stations, whilst keeping transmission quality above a given threshold. This reduces the level of interference caused to other communications and maximizes to a lesser extent the battery life for the mobile station;
- **frequency hopping** improves transmission quality at slow speeds through frequency diversity, and improves spectral efficiency through interferer diversity;
- **discontinuous transmission**, whereby transmission is suppressed when possible, allows a reduction in the interference level to other communications;
- the **mobile assisted handover**, whereby the mobile station provides measurements concerning neighbouring cells, enables efficient handover decision algorithms aimed at minimising the interference generated by the call.

### 5.1 Power control

Power control on both directions is managed by the BSS, and commands to regulate it are issued to the mobile station. The BSS computes the required MS transmission power through reception level measurements performed by the BTS, taking into account the MS maximum transmission power as well as quality measurements done by the BTS; this last parameter helps to ensure that transmission quality is kept above some acceptance threshold. For the downlink direction, the BTS transmission power is also computed by the BSS for each connection, based on the measurements performed by the mobile station and reported regularly to the BTS.

In the case of an initial assignment, the information available to choose this power is at best very small; it consists in the reception level of a single access burst, which is necessarily of limited accuracy. Therefore, in GSM, the initial power level to be used by a mobile station for the first message sent on the new dedicated channel is fixed on a cell-per-cell basis, and is the same level as used for sending random access bursts. The value of this level is broadcast on the BCCH, to be known by all mobile stations before any access attempt. A mobile station

whose maximum power level is below the broadcast value shall simply use its maximum power level instead.

## 5.2 Frequency hopping

With frequency hopping, all the bursts containing the parts of one code word are then not damaged in the same way by Rayleigh fading. The gain by using SFH has been evaluated to be around 6.5 dB. This advantage is of prime importance for a system where a high proportion of handhelds is sought, since hand-held users are usually moving at a slow pace or not moving at all.

A second advantage of FH is interferer diversity, a property associated with CDMA. In high traffic areas, such as large cities, the capacity of a cellular system is limited by its own interferences caused by frequency reuse. The relative interference ratio ( $C/I$ ) may vary a lot between calls.

Since the aim of a system is usually to satisfy as many customers as possible, its maximum capacity is calculated based on a given (small!) proportion of calls subject to a noticeable decrease in quality due to interferences. Because of this concept of “worst case”, the capacity of a system is better when, for a given mean  $C/I$  value, the statistical spread around this mean value is as small as possible. Let us consider a system where the interference level perceived by a call is the mean of the interference level caused by many other calls; then, the greater this number of interferers for a given total sum, the better the system. This is how interferer diversity operates.

For a mean interference value in the two systems, a call in the conventional system will either have a very good quality or be completely jammed, whereas a call in the CDMA system will always have some low level of interference, rarely so bad that transmission would fail. Thus the interferer diversity can be used to increase system capacity.

Another peculiarity related to common channels is that the frequency in use must be emitted continuously, even if no information needs to be conveyed on some bursts. This is needed because mobile station in neighbouring cells continuously perform measurements on this frequency, in order to determine the best cell they should listen to or to report measurements for handover preparation. In the GSM system now in use, frequency hopping is not yet implemented.

## 5.3 Discontinuous Transmission (DTX)

Discontinuous Transmission aims at increasing the system efficiency through a decrease of the interference level, by slowing down the transmission of the radio signal when not required



from an information point of view. This DTX mode is an optional alternative to the normal mode. Because the DTX mode slightly deteriorates the quality of transmission, in particular when used twice along a path, that is to say in the case of a communication between GSM users, the choice between the two modes can be done by the network on a call per call basis.

In the DTX mode, the goal is to encode speech at 13 kbit/s when the user is effectively speaking, and otherwise at a bit rate around 500 bit/s. This low rate flow is sufficient to encode the background noise, which is regenerated for the listener (this is the notion of comfort noise) to avoid him thinking that the connection is broken. The low rate encoding corresponds to a decreased effective radio transmission since, to be exact, the active speech flow is of one frame of 260 bits each 20 ms (6 TDMA frames), and the inactive speech flow is of one such frame each 480ms (24 TDMA frames).

The choice of the strategy for applying discontinuous transmission is one of the many configuration parameters on which operators may play to optimise their network. For instance, GSM mobile to mobile calls suffer a loss in quality when discontinuous transmission is applied to both radio segments; experts refer to this phenomenon as “double clipping”. The operator may therefore well choose not to apply downlink discontinuous transmission for such MS-to-MS calls, if they can be identified.

For the uplink discontinuous transmission mode, the network can at any moment either force the mobile stations in communication to use it, forbid them to do so or leave the choice open.

## 5.4 Handovers

At first sight, the aim of handovers is to avoid losing a call in progress when the mobile station leaves the radio coverage area of the cell in charge. Such cut-offs are very badly perceived by the users, and have an important weight in the overall perception of the quality of service by the subscribers. We shall call this type of handover “**rescue handover**”, where a high probability exists that the call will be lost if the cell is not changed. An extreme form of the rescue handover is the call re-establishment, which is an attempt for the mobile station to salvage the connection after an effective loss of communication with the serving cell.

In other cases, it may be of interest to change the serving cell of a given mobile station even if the transmission quality is still adequate. This may happen when the global interference level would be significantly improved if the mobile station would be in contact with another cell. Computations and simulations show indeed that there is usually a “best cell” from the point of view of interference. This statement is especially true when power control is being used, since the cell corresponding to the minimum path loss will minimise the mobile station transmission power (ordered by the BTS), thereby statistically minimising the overall interference level.

A handover triggered with the goal to optimise the interference level and not for the sake of the ongoing communication shall be referred to here as a “**confinement handover**”. Such handovers result in a “confinement” in optimal geographical areas of the mobile stations which have a connection in a given cell, preventing them from wandering out of the optimal cellular coverage even if their connections are still of adequate quality. Confinement handovers may potentially conflict with local optimisation of the transmission quality, and should not be performed towards cells for which transmission quality is not correct.

A third kind of handover is referred to as the “**traffic handover**”. It may happen that a cell is congested whereas neighbour cells are not. Such a situation happens typically when specific events lead to a very local geographical peak; fairs, sport events, and so on. Because the actual coverage of neighbour cells often overlap a lot, handing over some calls from one cell to a less congested one could temporarily improve congested situations. This kind of handover must be handled with great care, since it is obviously in conflict with the confinement criteria.

Traffic handovers will necessarily perturb cell planning and increase the level of interference in the surrounding area. GSM opens the possibility for the BTS to measure this reception level on all unallocated channels, and to transmit them regularly to the BSC. The BSC can then take this information into account in order to allocate a free channel of minimum uplink interference level, or to decide on an “**intra-cell handover**” if it is noticed that an active channel suffers a higher level of uplink interference level than the free one.

## 5.5 Handover Criteria

The main criterion for rescue handovers is the quality of transmission for the ongoing connection, both uplink and downlink. The best information would be an assessment of the transmission quality as perceived by both users. With digital transmission, the transmission error rate is a good quality indicator. The propagation path loss incurred by radio transmission is also of interest. Another piece of information, although of more marginal application, is the propagation delay. Transmission of the GSM radio interface cannot usually support a high propagation delay, and a connection can be cut if it becomes too big. The case may only arise in large rural cells. In GSM, all these measurements are available to the handover decision process. Both the mobile station and the BTS measure regularly the transmission quality and the reception level, from which the path loss can be inferred. The mobile station transmits its measurements to the BTS, at the rate of once to twice per second.

The key criteria for a confinement handover are the uplink and downlink transmission quality corresponding to each neighbour cell, were the mobile station to be in connection with that cell. Since this information is quite difficult to get (it may depend on the would be allocated channel for instance), the handover process in GSM has to make do with only the

path loss between the mobile station and a number of neighbouring cells. In reality, only downlink values are measured, by the mobile station, and the assumption is made that the path loss is equivalent in both directions.

The decision process for traffic handovers requires information on the load of each BTS, and this information is known by the MSCs and BSCs. Traffic handovers differ quite a lot from the rescue and confinement handovers, because traffic reasons dictate the number of mobile stations to be handed over, in a given cell, but do not indicate which of these should be. The choice of the favoured (?) ones usually starts with those which are closer to be handed over for other reasons. Hence, the traffic handover relies on the other criteria and the corresponding measurements.

The criterium for an intra-cell handover are the measured uplink interference levels of the used frequencies compared to the uplink interference levels of the unused frequencies. This intra-cell handover will always minimize the measured uplink interference level of the used channels.

# Chapter 6

## Radio interface

---

### 6.1 Radio Interface Management

Since the number of available radio channels is much smaller than the total number of potential users, channels enabling bidirectional communications are only assigned at need. In GSM as well as in most other cellular systems, the user, when not engaged in a call (in idle mode), learns about an incoming call by listening to a specific channel.

This channel carries messages called “paging messages”: their role is to indicate that a given mobile subscriber is being called. Such a channel is broadcasted in every cell and the mobile station monitors the radio environment in order to evaluate its quality and choose the most suitable base station. The problem of the network is to determine in which cells a given subscriber should be called when needed.

In dedicated mode, a bidirectional channel is allocated to the mobile station for its communication needs, allowing it to exchange point-to-point information with the infrastructure in both directions.

### 6.2 Access Support

In order to communicate with a base station, a mobile station must first become (and stay) synchronised with it. Two channels are broadcasted by each base station to this avail: the FCCH (Frequency Correction CHannel) and the SCH (Synchronisation CHannel).

Mobile stations in idle mode require a fair amount of information to act efficiently. Most often, a mobile station can receive, and potentially be received by several cells, possible in different networks or even in different countries. It has then to choose one of them, and some information is required for the choice, for instance the network to which each cell belongs. This information, as well as much other, is broadcast regularly in each cell, to be listened to by all the mobile stations in idle mode. The channel for this purpose is the BCCH (Broadcast Control CHannel).

The access procedure itself includes a request from the mobile station and an answer from the base station, allocating a channel. Paging messages and messages indicating the allocated channel upon prime access are transmitted on the PAGCH (Paging and Access Grand CHannel).

All the common channels listed above are “downlink” unidirectional channels, i.e., they convey information from the network to the mobile stations. The last type of common

channel, which allows the mobile stations to transmit their access requests to the network, is an “uplink” unidirectional channel. It is called the RACH (Random Access CHannel). Its name indicates that mobile stations choose their emission time on this channel in a random manner. When a request has not been answered, the mobile station will repeat it. If two mobile stations whose attempts have collided would choose to repeat them some given constant time afterwards, their requests would collide again. Repetitions on the RACH are therefore performed after a “random” interval to avoid this phenomenon.

When a mobile station wants to access it sends a RIL3-RR CHANNEL REQUEST message on the RACH, this is a very short message, its useful signalling information consists of just 8 bits! This capacity is obviously insufficient to carry all the information the mobile station would want to transmit, such as the subscriber's identity, the reason for requesting a channel, the characteristics of the mobile equipment, ..., the classmark. All of this information is in fact included in the “initial message” which will be the first information transmitted on the dedicated channel, once allocated.

A given mobile station must be able to correlate an initial assignment from the network with its own request, with as little ambiguity as can be achieved. For this purpose, 5 bits among the total of 8 are chosen randomly by the mobile station, reducing drastically the probability that two mobile stations send identical messages during the same slot, which in case of capture lead to an ambiguity as to which of the two requests is being granted.

The initial assignment indication sent to the mobile station on the PAGCH contains the description of the allocated and dedicated channel, the initial timing advance to be applied, the initial maximum transmission power, as well as a reference allowing all the mobile stations expecting such a message to know whether they are being addressed or not.

Addressing is done by including in the initial assignment indication the exact contents of the RIL3-RR CHANNEL REQUEST message which is being answered, plus the time reference of the slot in which it was received. This allows mobile stations to check whether they are actually concerned by each initial assignment, by comparing these values with the ones they have stored when sending the RIL3-RR CHANNEL REQUEST message.

Performance depends on many factors, most of them are difficult to access before the effective usage of the channel. However, there is one which is accessible: the level of interference in the uplink direction. When a channel gives an idea of the level of interference and noise, GSM opens the possibility for the BTS to measure this reception level on all unallocated channels, and to transmit them regularly to the BSC. The BSC can then take this information into account in order to allocate a free channel of minimum uplink interference level, or to decide on an intra-cell handover if it is noticed that an active channel suffers a higher level of uplink interference level than the free one.

It should be noted that this feature is in most cases of secondary interest. The concern of an operator is to obtain a system able to support a maximum capacity; thus the situation to optimise is congestion. If all the channels of a cell are used at congestion (and this is the usual

assumption), the allocation of the channels starting with the less interfered changes nothing to the eventual congestion situation. The only gain is the improvement of the average performance when far from the congestion state.

A first consequence is that the BSCs must take care not to start additional connections when the congestion state is reached, even if channels are available.

The use of a channel in a cell will result in some interference level in other cells, thus preventing the latter to use interfered (and then interfering) channels. This is essentially a dynamic channel allocation method; it can be easily shown by taking the extreme assumption that all the channels are allocated to all cells.

Without going to this extreme, a small over-dimensioning of the cell capacity plus this dynamic channel allocation method can be useful to cope with an abnormal distribution of the traffic between cells. If a cell is overloaded, but if the cells using interfering channels are not, the congested cell can with this approach use more channels than if all cells were equally overloaded.

## 6.3 The Page Mode

The page mode indicates to mobile stations in exactly which part of the PAGCH their own paging messages may be sent. The handover preparation and execution are a means of limiting the occurrences of call loss, but they cannot suppress them totally. In the future, when cells become smaller and smaller, the risk will increase.

The performance achieved by handover algorithms running on the network side will then lessen, in prediction accuracy as well as in reaction time, and connection loss probability will increase. The mobile station has in fact some ways to determine that a handover is needed, and may be more efficient in these cases. In some systems crafted for a microcell or picocell environment, all handovers are triggered by the mobile station alone.

When a connection is lost, a timer starts ticking in the former MSC, and at its expiry everything related to the moribund connection is erased. As a consequence, any fraction of second lost in the call re-establishment procedure increases the risk of total loss.

The initial message is an RIL3-MM CM RE-ESTABLISHMENT REQUEST. Its information contents are minimal: the subscriber identity and the classmark. In case of an overload condition local to a cell, handovers can be used to balance the traffic between cells. This is the purpose of the “handover candidate enquiry” procedure, which is used when the overloaded cell has neighbours under another BSC.

Measurement reports are sent by the mobile station on the uplink SACCH (Slow Associated Dedicated Control Channel) at every possible opportunity, and at least once per second. The exact specification requires that, among any two successive messages on the uplink SACCH, at least one be an RIL3-RR MEASUREMENT REPORT message.

## 6.4 Location Management

The mobile station indicates each change of location area to the network. A location area is a group of cells, each cell belonging to a single location area. The identity of the location area a cell belongs to is sent in the cell on a broadcast channel, thus enabling mobile stations to be informed of the location area they are in. When a mobile station changes of cell, two cases may arise:

- both cells are in the same location area: the mobile station does not send any information to the network;
- the cells belong to two different location areas: the mobile station informs the network of its change of location area (location updating).

# Chapter 7

## Security and Identity Functions

---

A radio accessed network is inherently less secure than a fixed network. To correct a little this state of affair, several types of security functions have been introduced in GSM in order to protect the network against fraudulent access and to ensure subscriber privacy. These functions include:

- authentication of the subscriber, to prevent access of unregistered users;
- radio path ciphering, in particular ciphering of all subscriber information to prevent third-party tapping;
- subscriber identity protection, to prevent subscriber location disclosure.

### 7.1 Security Management

To prevent access of unregistered users, a secure check exists in which the subscriber identity provided by the mobile station has to correspond to the inserted SIM;

To overcome the lost of privacy the transmission can be ciphered to prevent eavesdropping of communications on the radio path.

Another mechanism to convince third parties that listening on the radio path is useless for tracing GSM subscribers is replacing the subscriber's identity by a temporary alias.

### 7.2 Identity Management

There is a need to distinguish the different mobile stations, which is done by distinguishing the different radio channels (the relationship between mobile stations and radio channels is managed by BSC, not by the BTS).

### 7.3 IMSI (International Mobile Subscriber Identity)

An unique identity code is IMSI. IMSI (International Mobile Subscriber Identity) consists of three parts: the Mobile Country Code (MCC), identifying a country; the Mobile Network Code (MNC), identifying a PLMN within this country; and the Mobile Subscriber



Identification Number, identifying a subscriber within this Public Land Mobile Network (PLMN), using no more than 10 digits.

## 7.4 Authentication Request

At the reception of the RIL3-MM AUTHENTICATION REQUEST message, the mobile equipment sends to the SIM a RUN GSM ALGORITHM message, containing an arbitrary number RAND, RAND is used to calculate two numbers SRES and Kc, with an algorithm specific for each mobile station. Immediately after a GET RESPONSE message whose answer contains SRES and Kc. SRES is sent back to the network in the RIL3-MM AUTHENTICATION RESPONSE message, whereas Kc is written back in the SIM at the right place, and so kept for further use. A procedure allows the network to ask the mobile station for its full IMSI. Typical usage of such a procedure is when the TMSI (Temporary) by which the mobile station identifies itself is not known in the MSC/VLR (Visitors Location Register), or, if known, after failure of authentication, which may reflect a TMSI discrepancy between mobile station and network. The identification procedure consists of two messages, the RIL3-MM IDENTITY REQUEST and RESPONSE.

# Chapter 8

## Interference

---

Interference precludes the use of the same GSM radio channel for two simultaneous communications in the same cell. Furthermore, because the signal level does not become completely null until a long way off, interference exists between any simultaneous use of the same radio resource, even if from distant places. In a cellular system, since the spectrum resources are by necessity reused in several places, the goal is to ensure that the interference caused by this reuse is negligible, or at least statistically acceptable.

As a negative consequence, the area in which a given radio resource may be used only once is larger than a cell. It extends to neighbouring cells as well. The minimum number of cells able to support a given amount of traffic  $T$  is then not equal to the  $T/S$  (where  $S$  represents the traffic supported by a single cell using all the available spectrum), but to  $T/S$  divided by some value  $R$  called the average reuse factor. Correspondingly, the maximum number of resources in a cell is on average the total number of resources divided by  $R$ . As an example, an operator using 12.5 MHz (half the primary band of GSM, 62x8 full-rate speech channels) and a frequency plan based on a 7 reuse factor will handle at most 70 simultaneous calls per cell on average.

If the traffic density is high, this capacity limit may lead the operator to build smaller cells than made necessary because of the range problem alone. For instance, a traffic density of 20 E/km<sup>2</sup> (a rather high value, but not excessive for large cities) would lead the same operator as above to limit the cell size to 3 km<sup>2</sup> in order to offer an acceptable quality of service. This corresponds to a cell radius of about 1 km.

The number of communications per MHz if the network was composed of a single cell is less than 40 with the full-rate speech coder and less than 80 with half-rate speech coder.

# Literature

## **The GSM System for Mobile Communications**

Michel Mouly and Marie-Bernadette Pautet

Palaiseau France 1992

## **Technical Specifications of GSM**

Phase 1

# Chapter 1

## Adaptive Arrays

---

Adaptive arrays offer substantial improvements in performance over fixed pattern antennas in environments which include severe interference and jamming. An adaptive array is an antenna that controls its own pattern, by means of combining the outputs of the elements. The adaptive array makes a set of beams "looking" in various directions or it steers nulls automatically at interference sources of unknown or variable direction and generally it modifies its beam-pattern to optimise system performance. Thus they are especially useful for protecting radar and communication systems from interference when the arrival direction of the interference is not known in advance. In communication systems, they are also useful when the desired signal arrival angle is unknown, since an adaptive array pattern can automatically track the desired signal direction. Adaptive arrays can operate with somewhat arbitrary elements spacings or identical element patterns in the array. This feature is an advantage when an antenna system must be designed to operate on an irregularly shaped surface (One can use an already available building or tower etc.).

### 1.1 The use of adaptive arrays in Communication systems

Adaptive arrays are used in communication systems for combatting the effect of multipath fading and reducing the effects of co-channel interference. This results in a reduction in the frequency reuse distances required for a given performance criterion, so increasing the spectrum efficiency and the capacity of the network. In communication systems it is more useful to steer beams in direction of the wanted signals, than to steer nulls in direction of all the unwanted signals, because the interference level caused by weak interfering signals decreases when the pattern in directions in which these signals are present are also suppressed. The ability to steer a null or a beam in a direction depends on the degrees of freedom.

#### 1.1.1 Degrees of freedom

The number of degrees of freedom in a pattern for an  $N$ -element array is  $N-1$ . When you require a beam maximum or a null at a given angle it will "use up" one degree of freedom. Adaptive arrays often operate with more interfering signals incident on them than they have degrees of freedom. However, if some of these signals are weak, the situation is not necessarily disastrous. When the  $N$ th interferer becomes stronger than the  $(N-1)$ th interferer the array moves this null to the  $N$ th interferer. But if there are more "strong interferers" than

degrees of freedom than the array will simply turn itself off e.g. it will null its pattern in all directions.

### 1.1.2 Reference

To let an adaptive array work properly it needs a reference. This reference can be a reference signal, which is highly correlated with the wanted signal, or a reference angle, which resembles the angle of the wanted signal. The first leading to null pattern steering, the latter to the beamforming principle.

## 1.2 Element spacing and signal bandwidth.

Element spacing and signal bandwidth have a major influence on the quality of the adaptive system.

The subtraction of an interfering signal from two or more elements is very sensitive to any difference between the signals on the elements of this interfering signal. When an array receives a interference signal with non-zero bandwidth, the signals produced in different array elements are not perfectly correlated, because of the interelement propagation time. This degrades the performance of the array. Although desired signal bandwidth has only a slight effect on performance, interference bandwidth has a very large effect, because the pattern near a null changes more as function of the frequency than near a beam. Even with only a half-wavelength interelement spacing, the performance deteriorates very quickly with interference bandwidth.

Another problem is grating nulls. Grating nulls in an adaptive array are analogous to grating lobes in an ordinary array. The problem occurs because interference nulled by the array at one angle causes additional nulls (grating nulls) to appear at other angles. For an interelement spacing smaller than  $0.75\lambda$  the SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) is well maintained for all angles of interference  $\theta_i$  except near the angle of the desired signal  $\theta_d$  [1, page 149]. However, increasing the interelement spacing will generate more and more angles for  $\theta_i \neq \theta_d$  where the SINR drops to a low value. In general, grating null problems are reduced by increasing the number of elements in the array, by using elements with different patterns, different pointing directions, and by making the element spacings unequal.

### 1.2.1 Antenna configurations

An adaptive array may consists out of any kind of elements, these elements can be spaced apart to make up different geometries. Each with its own advantages and disadvantages.

### 1.2.2 Microstrip antenna

A microstrip antenna is a printed element suitable for mass production of antennas. It has a relatively narrow bandwidth.

### 1.2.3 A tripole

A tripole (figure B1) discriminates between signals on the basis of polarization alone. Such an array protects a desired signal rather well from interference and could itself be used as a building block in larger arrays that adapt to polarization as well as angle of arrival.

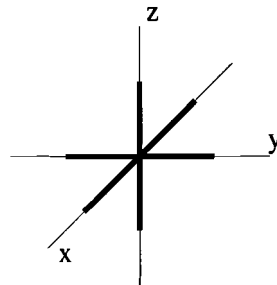


Figure B1 A tripole element

### 1.2.4 Linear array of dipoles

This configuration has the advantage that it can distinguish signals by means of differences in the angles of arrival [2].

### 1.2.5 Circular arrays

The antenna pattern for circular arrays changes for varying values of the radius. By making the radius slightly larger, the beamwidth becomes narrower at the cost of higher side lobes.

# Chapter 2

## Adaptive Algorithms

---

There are several methods of forming a radiation pattern, which can be divided in two main groups: steering nulls or beams.

One could steer radiation pattern nulls in such a way as to reduce the level of co-channel interference (LMS, Applebaum). Or use a high resolution direction finding step to estimate the source angles of arrival, followed by a linear combination of the output of each antenna element to extract only the wanted signal components (MUSIC). After this direction finding step one can form a beam in the direction of the wanted signal.

### 2.1 Optimal Combining

One can point out three main groups, by looking at the reference they use to track the wanted signal. One group uses a reference signal, which is highly correlated with the wanted signal (LMS; Least Mean Square), the second group uses a reference angle, which tracks the angle of arrival of the wanted signal (Applebaum)[3], the last group tracks signals which have a finite-alphabet or a constant amplitude (Constant Modulus).

#### 2.1.1 Least-Mean-Square algorithm (LMS)

The signal from the  $j$ th element (figure B2) is split with a quadrature hybrid into an inphase signal and a quadrature signal [4], [5]. Each of the signals is multiplied by a weight inphase and quadrature. The weighted signals are then summed to produce the array output signal  $s(t)$ . A feedback system is used to control the weights by a mean-square error concept of

$$\epsilon(t) = (1 - \alpha)s_d(t) - \beta s_i(t) - \gamma n(t) \quad (\text{B1})$$

The reference signal  $r(t)$  is  $\alpha s_d(t)$ ;  $s_i$  is the interference signal( $s$ ) and  $s_d$  is the desired signal.

The mean-square error is:

$$E[\epsilon^2(t)] = (1 - \alpha)^2 E[s_d^2(t)] + \beta^2 E[s_i^2(t)] + \gamma^2 E[n^2(t)] \quad (\text{B2})$$

The weights in the LMS array satisfy:

$$\frac{d\mathbf{W}}{dt} + k\phi\mathbf{W} = k\mathbf{S} \tag{B3}$$

$$\phi = E \begin{bmatrix} x_{I1}(t)x_{I1}(t) & x_{I1}(t)x_{Q1}(t) & x_{I1}(t)x_{I2}(t) & x_{I1}(t)x_{Q2}(t) & \dots \\ x_{Q1}(t)x_{I1}(t) & x_{Q1}(t)x_{Q1}(t) & x_{Q1}(t)x_{I2}(t) & x_{Q1}(t)x_{Q2}(t) & \dots \\ x_{I2}(t)x_{I1}(t) & x_{I2}(t)x_{Q1}(t) & x_{I2}(t)x_{I2}(t) & x_{I2}(t)x_{Q2}(t) & \dots \\ x_{Q2}(t)x_{I1}(t) & x_{Q2}(t)x_{Q1}(t) & x_{Q2}(t)x_{I2}(t) & x_{Q2}(t)x_{Q2}(t) & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S} = E [ x_{I1}(t)r(t) \quad x_{Q1}(t)r(t) \quad x_{I2}(t)x_{Q2}(t) \quad \dots ]^T \tag{B4}$$

The weight vector implemented in figure B2 can not satisfy this formula and even after sufficient large number of iterations, the estimated weight vector wanders randomly around the optimum solution, caused by step size and a time lag.

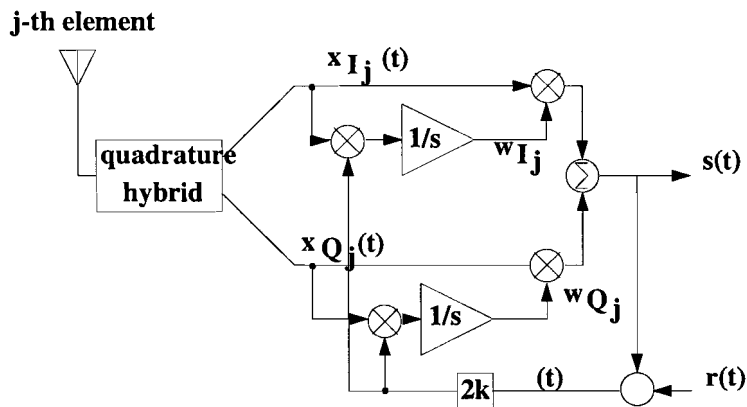


Figure B2 LMS feedback for one

The reference signal can be derived from the array output, but this requires some knowledge





differential delay  $T_0$  must be such that  $-1/2 \pi < \omega T_0 < 1/2 \pi \pmod{\pi}$  to keep the weights stable. As  $\omega T_0$  increases, the weights oscillate at a higher frequency and these oscillations are less damped, so it takes longer for the weights to settle to their steady-state values.

This time delay  $T_0$  causes the inphase channel output to correlate with the signal in the quadrature channel. Thus an incorrect weight set in the inphase channel causes an error voltage correction in the quadrature channel, and vice versa [1, page 196]. In order to avoid the problem of weight cycling, the designer must adjust the total differential phase shift  $\omega T_0$  to be an integer number of  $2\pi$ . This can only be done for one frequency.

### 2.1.1.3 The modified LMS loop

The gradient technique causes the weight vector to move along some parts of its trajectory (figure B4) at a different speed than along other parts, on its way to the optimal solution. The resulting  $E[\epsilon^2(t)]$  surface has elliptical loci of constant  $E[\epsilon(t)]$  in the  $\mathbf{W}_r$  plane. A typical trajectory traveled by a weight vector under the LMS algorithm is shown in figure B4. The weight vector starts at an arbitrary point  $\mathbf{w}_0$  and travels to  $\mathbf{w}_{r \text{ opt}}$  along the curved path shown. At each point of the trajectory, the weights move in the steepest-descent direction, which is always perpendicular to a constant  $E[\epsilon^2(t)]$  locus. Since the eigenvalues are unequal, the weights do not move in a straight line toward  $\mathbf{w}_{r \text{ opt}}$ .

Moreover, because the LMS algorithm makes the time rate change of  $\mathbf{w}_r$  proportional to the slope of the  $E[\epsilon^2(t)]$  surface, the weight vector moves rapidly from  $\mathbf{w}_0$  to  $\mathbf{w}_1$ , since the slope is large in this region, but slowly from point  $\mathbf{w}_1$  to  $\mathbf{w}_{r \text{ opt}}$  because the slope is small in this region. The spread in time constants ( $\tau$ ) would be eliminated if the weights were always forced to move in a straight line toward  $\mathbf{w}_{r \text{ opt}}$  with a value of  $d\mathbf{w}_r/dt$  not dependent on the slope of the surface.

$$\frac{d\mathbf{W}_r}{dt} = -2k(\mathbf{W}_r - \mathbf{W}_{r \text{ opt}}) \quad (\text{B5})$$

this is the ideal control law for the adaptive array. The  $j$ th time constant in this transient response is:

$$\tau_j = \frac{1+2kc\lambda_j}{2k\lambda_j} \quad (\text{B6})$$

When eigenvalue  $\lambda_j$  becomes large,  $\tau_j$  does not become arbitrarily small as could be before but is bounded below by  $c$ .

Choosing  $c$  properly may limit the fast response speed of the array without limiting the dynamic range of the signals. This modified loop has the same steady-state solution as the LMS array.

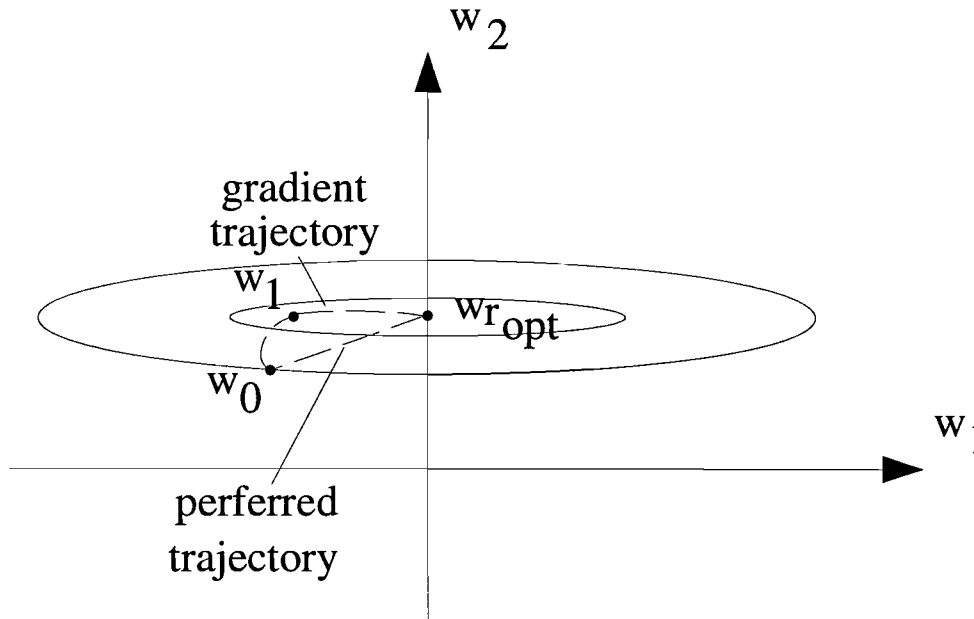


Figure B4 The  $E[\epsilon^2(t)]$  surface with a trajectory

#### 2.1.1.4 The Gram-Schmidt Preprocessor

A G-S preprocessor (figure B5) combines the original signals from the array elements to produce a new set of uncorrelated signals, to overcome the problem of eigenvalue spread. These new signals are then used as inputs for an LMS or Applebaum array processor. The produced output signal will be the same.

A G-S preprocessor combines the signals in such a way that the new signals are mutually uncorrelated. By taking advantage of the decorrelation between the array input signals, we can redraw the LMS processor that is just a continuation of the G-S preprocessor. The most important feature of this processing structure is that the weight at each difference node is determined only by the signals at that node. To obtain the weight in analog form, one uses a single LMS loop to minimize the output power from that difference node. However, because this is a single uncoupled LMS loop, there is only one time constant, unlike an LMS array with multiple loops. This single time constant can be normalized to a fixed value by means of an Automatic Gain Control AGC in the loop.

If digital techniques are used, each weight is simply computed from the sampled input signals at that weight. Using the G-S technique solves the problem of time-constant spread. A practical difficulty with the Gram-Schmidt technique is that the signal-to-noise ratios become progressively smaller as the signals pass down through the processor. The coherent signal components are cancelled off in the G-S tree, but the thermal noise components are not.

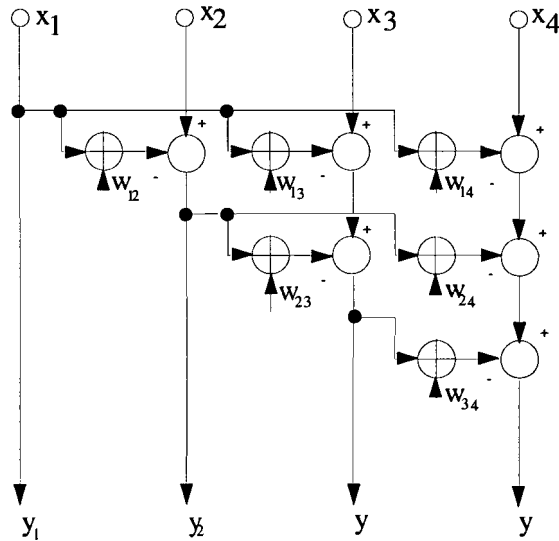


Figure B5 A Gram-Schmidt preprocessor

### 2.1.2 Direct Matrix Inversion (DMI)

The DMI algorithm has about the same computational complexity as the LMS algorithm and it involves matrix inversion. However, DMI has a faster convergence, and the rate of convergence is independent of the eigenvalues of the correlation matrix, i.e., signal power levels. In particular, weight calculation from the inversion of the  $2 \times 2$  correlation matrix does not even require division by the determinant, since this is only a weight scale factor that does not affect the output SINR. For larger  $M$ , since the complexity of matrix inversion grows with  $M^3$  (versus  $M$  for LMS), DMI becomes very computation intensive.

Since the reference signal is used by the adaptive array to distinguish between the desired and interfering signals, it must be correlated with the desired signal and uncorrelated with any interference [4].

### 2.1.3 Systolic array processor (SAP)

Systolic Array Processor (SAP) is based on digital signal processing, which improves the throughput rate in the data processing by means of a parallel pipeline process. The SAP is a processing unit built up of SAP cells which are identical in structure and function. These SAP cells are regularly placed and the data transmission and reception are only between adjacent SAP cells. Which makes such a SAP easy to implement.

The inputs and outputs to array elements are successive and the processing on the array is carried out in parallel while these operations are pipelined and synchronized. A pipelined

structure as well as a simple and regular connection method leads to a low cost and high density integration.

The system consists of two parts: the preprocessor providing the directional constraint, and the adaptive processor consisting of the triangular SAP. It is assumed in the SAP-AA (for Adaptive Array) that the desired signal direction of arrival is known a priori in the receiving side. The preprocessor ensures that the gain of the antenna array maintains a constant value  $\mu$  in the desired signal direction of arrival.

In the preprocessor, the desired signal components in the auxiliary channels are removed by using the signal in the main channel. In the adaptive processor, the unwanted signal components in the main channel are eliminated by the signal components of the auxiliary channels which do not include the desired signal components.

It minimizes the absolute value of the antenna output under the condition constraining the antenna gain in the desired signal direction of arrival to  $\mu$  [6].

### 2.1.4 The Applebaum Array

The Applebaum array (figure B6) [7] is based on the concept of maximizing the desired to undesired (=interference and noise) signal ratio (SINR) at the array output.

The weights in the Applebaum array satisfy:

$$\frac{dW}{dt} + k\phi W = k\mu T^* \tag{B7}$$

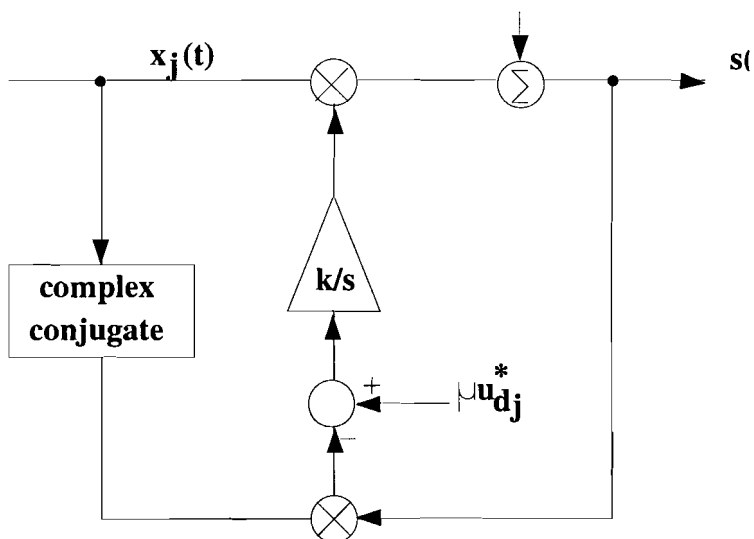


Figure B6 The Applebaum loop

Where  $\mathbf{T}$  is the direction vector of the desired signal. If  $\mu\mathbf{T}^* = \mathbf{S}$  the Applebaum array and the LMS array will perform identically. The Applebaum array is useful when one knows the desired signal arrival angle in advance (Otherwise, one cannot choose  $\mathbf{T}^*$ ). Moreover, in the Applebaum array, one does not have to know the desired signal waveform.

### 2.1.5 Constant Modulus Algorithm

An promising algorithm is the Constant Modulus algorithm (CM) [6]. It uses adaptive space-time equalizers, which do not use the covariance matrix but the signal matrix. The aim of this algorithm is that the weights of the equalizers converge to the point where the reconstructed signal resembles the emitted signal (a finite-alphabet (+/-1) or with a constant amplitude).

With this algorithm it is possible to detect the number of Constant Modulus signals, so signals which have a finite-alphabet set or a constant amplitude, present at the array and retrieve all of them exactly. Signals which do not have a constant modulus are rejected by the algorithm.

“The analytic algorithm is definitely more complex than the usual iterative approaches for blind beamforming and blind deconvolution of constant modulus signals. However, it gives fundamental solutions to a number of problems that have plagued iterative CM algorithms ever since their inception in the early 1980s. The most important advantages of the analytic approach are:

1. It is less blind: the number of CM signals can be detected beforehand, from the close-to-zero singular values of  $\max|P|$ . Not all signals have to be CM signals.
2. It is deterministic: it does not rely on lucky initial choices of  $\mathbf{w}$ . All CM signals are found. It does not lock on other signals (local minima). The only parameters that have to be set are the total number of signals, and the number of CM signals.

These two properties make the algorithm more reliable, so that it can operate with a lower number of samples and at a lower SNR.” [8, page 11]

## 2.2 Beam steering

Before a beam can be steered in the right direction, one must know from which direction the wanted signal comes from, for this purpose you may use Direction Estimation algorithms. DE algorithms are algorithms which make use of the array output covariance matrix to determine the directions of arrival of multiple signals, by exploiting specific eigenstructure properties of this array output covariance matrix. In the case of independent and identically distributed sensor noises, these techniques have been shown to yield high resolution even when desired signal sources are partially correlated. There are several algorithms; MUSIC, ESPRIT, TLS-

ESPRIT and GEESE, which will be discussed below.

“A major drawback with essentially all computationally efficient suboptimal techniques is the inability to cope with scenarios involving coherent multipath. If the reflections from each mobile are confined to a small sector only (much smaller than the beamwidth of the array), the suboptimal methods may still produce useful estimates.” [9, page 232]

## 2.2.1 MUSIC (MUltiple Signal Classification)

MUSIC is meaningful if the number of elements is higher than the number of sources to be detected. MUSIC does not estimate the signal power associated with each arrival angle. However, if the array output covariance matrix is known exactly, under uncorrelated and identical noise conditions, the peaks of  $P(\omega)$  are guaranteed to correspond to the true angles of arrival. Since these peaks are always distinct irrespective of the actual separation between arrival angles, in principle these estimators can distinguish and resolve arbitrarily closed situated targets. When some of the signals are perfectly correlated (i.e., coherent) as happens in multipath propagation, MUSIC will not function right [10],[11],[12],[13],[14],[15].

### 2.2.1.1 Symmetric Array Scheme (SAS)

To overcome the problems with arbitrary correlated signals one can use MUSIC with the SAS. This configuration uses twice as much elements as the conventional MUSIC. This scheme can successfully deal with arbitrary source correlations and arbitrary sensor noise fields, but the total number of sensors must be at least one more than twice the number of sources present in the scene.

### 2.2.1.2 Spatial Smoothing

Spatial Smoothing is a preprocessing step, which essentially "decorrelates" the signals and thus eliminates the special difficulties encountered with coherent signals. If  $m$  out of the  $q$  wavefronts are coherent, the application of the conventional eigenstructure technique will result in an inconsistency: while the number of signals detected will be  $q-m+1$ , only  $q-m$  directions-of-arrival, corresponding to the incoherent wavefronts, will be resolved. Thus, if only one group of coherent signals exists, the difference between the number of signals detected and the number of signals resolved will be indicative of the size of the coherent group.

It can be shown [16] that in the special case that the covariance matrix of the sources is block diagonal, i.e., when there are several groups of coherent signals that are uncorrelated with each other, the number of subarrays can be reduced to the size of the largest group of coherent signals. Since the smoothed covariance matrix has exactly the same form as the covariance matrix for the noncoherent case, one can successfully apply the eigenstructure

methods to this smoothed covariance matrix regardless of the coherence of the signals. However, this robustness comes at the expense of a reduced effective aperture.

Consider the number of sensors needed to cope with  $q$  coherent wavefronts. The number of subarrays, given by  $M=p-m+1$ , must be greater than or equal to  $q$ , and that the size of each subarray  $m$  must be at least  $q+1$ , it follows that the minimum number of sensors needed is  $p = 2q$ . Comparing this to  $p = q+1$  for the conventional case, it is clear that we trade off half the effective aperture.

### 2.2.1.3 Forward/Backward method

By simultaneous use of forward and appropriate backward subarrays (figure B7), the number of elements required can be further reduced to  $3K/2$  ( $K$  is the number of signals present). Towards this purpose additional  $L$  backward subarrays are generated from the same set of sensors by grouping elements [17].

In a correlated two source case the F/B method will perform superior to the conventional one. It is almost always possible to estimate all arrival angles irrespective of the signal correlations, by simultaneous use of the forward and backward subarray averaging scheme.

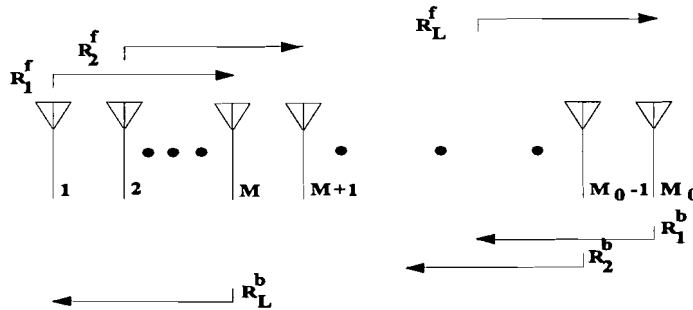


Figure B7 An antenna configuration with  $3K/2$  elements, but gives superior performance by using and combining groups of elements

“In particular, when all signals are uncorrelated, the bias of the null spectrum estimator for the  $f/b$  scheme is found to be half of that in the conventional case. Further, a resolution threshold, which depends on the relative angular separation, number of sensors, number of snapshots and signal-to-noise ratios, for two uncorrelated, equi-powered, closely spaced signals is derived here for this new scheme and this is compared to a similar result obtained in the conventional case [8]. From these comparisons, to detect two arrival angles under identical conditions one needs approximately half the number of snapshots with respect to the conventional case. These conclusions are also seen to closely agree with the results obtained from Monte Carlo simulation studies. For this scheme, similar computations can be carried out in a two coherent source scene in order to obtain the corresponding threshold [12,13].”



[2, page 269]

#### 2.2.1.4 Spatial Smoothing (SS) and Forward/Backward SS (FBSS)

“The Spatial Smoothing (SS) [17] technique has been proved to be effective in decorrelating coherent signals thus making MUSIC algorithm operative in a coherent interference environment.

We discovered and proved the conditions on arrays with arbitrary geometry for applying S.S. These conditions are (1) such array must have an orientation invariant structure; (2) its center array and all the subarrays must have ambiguity free array manifold; and (3) the number of subarrays is larger than or equal to the largest number of mutually coherent signals.

To further increase efficiency and estimation resolution, we evaluated the FBSS [5], which was previously used in linear arrays, for applications in nonlinear arrays. We found this technique, when applied to a nonlinear array with central symmetry can reduce the number of sensors and improve the estimation resolution for closely spaced incoming signals.” [18, page 509]

#### 2.2.2 ESPRIT etc.

Relatively new schemes for angle of arrival estimation depart from the eigenvector-based high resolution methods. They utilize an underlying rotational invariance among signal subspaces induced by subsets of an array of sensors, to accomplish the main task of estimating the directions of arrival of incoming planar wavefronts [9, page 68],[10],[19].

##### 2.2.2.1 Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

The invariance among subspaces are realized here by constructing the auto- and cross-covariance matrices. Thus the directions of arrival can be obtained without involving a search technique, and in that respect computation and storage costs are reduced considerably.

Although ESPRIT is superior to MUSIC regarded to its performance and the reduction of computation needs, the estimation is still limited to identifying DOAs of signals within 180 degrees in an azimuth only system. [18, page 510]

##### 2.2.2.2 TLS-ESPRIT (Total Least Squares ESPRIT)

This algorithm processes the different outputs simultaneously so it becomes superior in its performance compared to ESPRIT, but it is computational much more complex.

##### 2.2.2.3 UCA-ESPRIT

UCA-ESPRIT “is a closed form algorithm for use in conjunction with uniform circular arrays (UCAs) that provides automatically paired source azimuth and elevation angle estimates. In

contrast, the algorithms for 2D arrival angle estimation to date have required expensive spectral searches, iterative solutions to multi-dimensional optimization problems [1,2], or ad-hoc schemes for pairing direction cosine estimates with respect to each of a number of different array axes [3]. UCA-ESPRIT is fundamentally different from ESPRIT in that it is not based on a displacement invariance array structure but rather is based on phase mode excitation [1-5] and hinges on a recursive relationship between Bessel functions. In the final stage of UCA\_ESPRIT, the  $i$ th eigenvalue has the form  $\mu_i = \sin\theta_i e^{j\phi_i}$  where  $\theta_i$  and  $\phi_i$  are the azimuth and elevation angles of the  $i$ th source.”[12]

#### 2.2.2.4 GEESE (GEneralized Eigenvalues utilizing Signal subspace Eigenvectors)

The subspace spanned by the true direction vectors is identically the same as the one spanned by the eigenvectors corresponding to all, except the smallest set of repeating eigenvalue of the array output covariance matrix. When all available signal subspace information is exploited, the GEESE scheme outperforms the MUSIC scheme.

### 2.2.3 Direction finding using first order statistics

Using the above algorithms with coherent signals, these covariance-based methods face serious difficulties. The direct use of the array output covariance matrix in direction finding has other disadvantages as well. The squaring process of the output data array to generate the covariance matrix results in an unnecessary large dynamic range for the processor, and hence it will be highly desirable to rephrase the direction finding problem in terms of the output data matrix itself. This results in no restrictions on the structure of the noise covariance matrix even the sensor noises can be dependent with unequal variances.

The computational simplicity can be maintained without sacrificing superior performance.

## 2.3 Augmentation Technique

A technique to obtain an array geometry [19] used for uncorrelated signals to improve its detection capacity is the Augmentation Technique. A conventional array with  $N$  elements can only estimate at most  $(N-1)$  directions of arrival, with this technique the estimate could be as high as  $N(N-1)/2$ . By just taking the right interelement spacings the array will perform much better, finding the right interelement spacings is a matter of trial and error. The optimum distribution of the array elements are:

$N$	interelement spacings
3	.1.2.
4	.1.3.2.
5	.1.3.3.2.

---

6	.1.1.4.4.3.
7	.1.1.4.4.4.3.
8	.1.3.6.6.2.3.2.
9	.1.4.4.7.7.3.2.1.
10	.1.4.4.7.7.7.3.2.1.
11	.1.4.4.7.7.7.7.5.2.1.
etc. [9, page 62]	

# References

- [1] **ADAPTIVE ANTENNAS concepts and performance**  
R.T. COMPTON, JR.  
Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey 1988
  
- [2] **A mobile base station phased array antenna**  
Alakya C. and Stapleton, S.P.  
1992 IEEE International Conference on Selected Topics in Wireless Communications,  
Conference Proceedings P188-21
  
- [3] **Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference**  
Jack H. Winters  
IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-33 No. 3 1984
  
- [4] **Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading**  
Jack H. Winters  
IEEE transactions on vehicular technology Vol. 42 No. 4 1993
  
- [5] **Adaptive Antenna Systems**  
B. Widrow, P.E. Mantey, L.J. Griffiths and B.B. Goode  
Proceedings of the IEEE, Vol. 55 No. 12 1967
  
- [6] **Multipath Suppression Performance of an Adaptive Array Antenna with a Systolic Array Processor**  
Manabu Ohmiya, Tatsuya Kawabata, Yasutaka Ogawa and Kiyohiko Itoh  
Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 76 No. 11 1993
  
- [7] **Adaptive arrays**  
Sidney P. Applebaum  
IEEE Transactions on antennas and propagation Vol AP-24 No. 5 1976

- [8] A constant modulus factorization technique for smart antenna applications in mobile communications  
Alle-Jan van der Veen and Arogyaswami Paulraj  
SPIE 1994, "Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations V", vol. 2296
- [9] Array Signal Processing  
S. UNNIKRISHNA PILLAI  
Springer-Verlag New York Inc. 1989
- [10] High-Resolution Beamforming Techniques for Circular Sonar Arrays  
J.W.R. Griffiths, H.D. Griffiths, C.F.N. Cowan, R. Eiges and T. Rafik  
IEEE 1994
- [11] MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound  
Petre Stoica and Arye Nehorai  
IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing Vol 37 No. 5 1989
- [12] UN-MUSIC and UN-CLE: An Application of Generalized Correlation Analysis to the Estimation of the Direction of Arrival of Signals in Unknown Correlated Noise  
Qiang Wu and Kon Max Wong  
IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, No. 9, September 1994
- [13] An Analysis of Beam-Space Source Location  
Xiao-Liang Xu and Kevin Buckley  
IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 41, No. 1 1993
- [14] Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation  
Ralph O. Schmidt  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol AP-34 No. 3 1986
- [15] A Self Inversive Array Processing Scheme for Angle-of-Arrival Estimation  
Byung Ho Kwon and S. Unnikrishna Pillai  
Elsevier Science Publishers Signal Processing 17 (1989)

- 
- [16] **On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals**  
Tie-Jun Shan, Mati Wax and Thomas Kailath  
IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-33, No 4, Augustus 1985
- [17] **Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification**  
S. Unnikrishna Pillai and Byung Ho Kwon  
IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 37, No 1, Jan 1989
- [18] **Spatial Smoothing for Arrays with Arbitrary Geometry**  
H. Wang, K.J.R. Liu and H. Anderson  
IEEE 1994
- [19] **Closed-Form 2D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays Via Phase Mode Excitation and ESPRIT**  
Michael D. Zoltowski and Cherian P. Mathews  
IEEE 1993

# Literature List

---

## Books:

Array Signal Processing

S. Unnikrishna Pillai

Springer-Verlag, New York Inc.

1989

Adaptive Antennas, concepts and performance

R.T. Compton, Jr.

Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey

1988

## Papers:

**A constant modulus factorization technique for smart antenna applications in mobile communications**

Alle-Jan van der Veen and Arogyaswami Paulraj

SPIE 1994, "Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations V", vol. 2296

**Adaptive Antenna Arrays for GSM900/DCS1800**

Ulf Forssén, Jonas Karlsson, Björn Johannisson, Magnus Almgren, Fredrik Lotse and Fredric Kronestedt

IEEE 1994

**Adaptive antenna arrays for the reverse link of CDMA cellular communication systems**

Y. Wang and J.R. Cruz

Electronics Letters Vol 30. No. 13 1994

**Adaptive antennas for mobile communications**

M. Barrett and R. Arnott

Electronics & Communication Engineering Journal August 1994

**Adaptive Antenna Systems**

B. Widrow, P.E. Mantez, L.J. Griffiths and B.B. Goode  
Proceedings of the IEEE, Vol. 55 No. 12 1967

**Adaptive arrays**

Sidney P. Applebaum  
IEEE Transactions on antennas and propagation Vol AP-24 No. 5 1976

**Adaptive Main-Beam Nulling for Narrow-Beam Antenna Arrays**

Roy N. Adams, Larry L. Horowitz and Kenneth D. Senne  
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol AES-16 No. 4 1980

**A method of Choosing Element Patterns in an Adaptive Array**

R.T. Compton, JR  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol AP-30 NO 3 1982

**A Mixed Analog-Digital Chip for a Phased-Array Signal Processor**

Steven G. Karr, Jyh-Ping Hwang, Wen-Tai Lin, Philippe Jacob Michael Pierce,  
Edward Stokes, Glen Forman and Chia-Chi Huang  
IEEE International Solid-State Circuits Conference February 17 1988

**An Adaptive Array for Mobile Communication Systems**

Sören Anderson, Mille Millnert, Mats Viberg and Bo Wahlberg  
IEEE transactions on vehicular technology, Vol. 40, No. 1 1991

**An Analysis of Beam-Space Source Location**

Xiao-Liang Xu and Kevin Buckley  
IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 41, No. 1 1993

**An Experimental Adaptive Array to Suppress Weak Interfering Signals**

James Ward, Eric K. Walton, Inder J. Gupta and Aharon A. Ksienski  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol 36 No 11 1988

**An Experimental Digital Beamforming Processor**

Xu-Guang Long and Zu-Ji Chang



**An Experimental SMI Adaptive Antenna Array Simulator for Weak Interfering Signals**

Ronald S. Dilsavor and Inder J. Gupta

IEEE transactions on Antennas and Propagation Vol 39 No. 2 1991

**An interference nulling algorithm for a single receiver phased array**

Thomas S. Fong

IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol 38 No.6 1990

**Application of Adaptive Array Antennas to Radio Communications**

Mitsuhiro Mizuno and Takeo Ohgane

Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol 77 No. 2 1994

**A Self Inversive Array Processing Scheme for Angle-of-Arrival Estimation**

Byung Ho Kwon and S. Unnikrishna Pillai

Elsevier Science Publishers Signal Processing 17 (1989)

**A spectrum efficient cellular base-station antenna architecture**

S.C. Swales, M.A. Beach and J.P. McGeehan

IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992

**Base Station System Configurations for Future Universal Mobile Telecommunication Systems**

Jos A. M. Nijhof, Irvan S. Dewantara, Ad J. M. Roovers and Ramjee Prasad

IEEE transactions on vehicular technology, Vol. 43, No. 3 1994

**Closed-Form 2D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays Via Phase Mode Excitation and ESPRIT**

Michael D. Zoltowski and Cherian P. Mathews

IEEE 1993

**Development of an adaptive antenna demonstrator for DECT**

R. Arnott, M. Barrett, A. Bull and A.G. Carr

Colloquium Smart Antennas december 1994

**Direction-of-arrival estimation by using generalised minimum-norm approach**

A.B. Gershman

Electronics letters Vol. 27 No. 16 Aug. 1991

**Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification**

S. Unnikrishna Pillai and Byung Ho Kwon

IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 37, No 1, Jan 1989

**High-Resolution Beamforming Techniques for Circular Sonar Arrays**

J.W.R. Griffiths, H.D. Griffiths, C.F.N. Cowan, R. Eiges and T. Rafik

IEEE 1994

**Multipath Suppression Performance of an Adaptive Array Antenna with a Systolic Array Processor**

Manabu Ohmiya, Tatsuya Kawabata, Yasutaka Ogawa and Kiyohiko Itoh

Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 76 No. 11 1993

**Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation**

Ralph O. Schmidt

IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol AP-34 No. 3 1986

**Multirate adaptive arrays for broad band mobile communications**

J.M. Khalab and M.S. Woolfson

Colloquium Smart Antennas december 1994

**MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound**

Petre Stoica and Arye Nehorai

IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing Vol 37 No. 5 1989

**On adaptive arrays in mobile communication**

S. Sivanand

IEEE Conference Proc. National Telesystems Conference 1993

**On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals**

Tie-Jun Shan, Mati Wax and Thomas Kailath

IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-33, No 4, Augustus 1985

**Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochannel Interference**

Jack H. Winters

IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-33 No. 3 1984

**Overview of the Theory of Adaptive Antennas**

Kazuaki Takao

Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 76 No. 7 1993

**RF system design with optimum combining diversity using sectored antennas for high bit rate indoor radio communication systems**

S. Nam, I.D. Robertson and Professor A.H. Aghvami

Colloquium Smart Antennas december 1994

**Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in het Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading**

Jack H. Winters

IEEE transactions on vehicular technology Vol. 42 No. 4 1993

**Spatial Smoothing for Arrays with Arbitrary Geometry**

H. Wang, K.J.R. Liu and H. Anderson

IEEE 1994

**Spectral Efficiency Evaluation of Adaptive Array Base Station for Land Mobile Cellular Systems**

Takeo Ohgane

IEEE 1994

**The intelligent antenna A smart solution to improved performance**

J.R. Forrest

Ann. Télécommun. 42 no 3-4 1987

**The Performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems**

Simon C. Swales, Mark A. Beach, David J. Edwards and Joseph P McGeehan

IEEE transactions on vehicular technology Vol. 39 No. 1 1990

**Three-Dimensional Performace of an LMS Adaptive Array with Inverted-F Elements**

Rong-Yu Chao, Kyohei Fujimoto and Kazuhiro Hirasawa

IEEE transactions on vehicular technology, Vol 40 No. 3 1991

**Trends in Cellular and Cordless Communications**

David J. Goodman

IEEE communications Magazine June 1991

**UN-MUSIC and UN-CLE: An Application of Generalized Correlation Analysis to the Estimation of the Direction of Arrival of Signals in Unknown Correlated Noise**

Qiang Wu and Kon Max Wong

IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, No. 9, September 1994

**Using Spectral Estimation Techniques in Adaptive Processing Antenna Systems**

William F. Gabriel

IEEE Transactions on Antennas and propagation Vol AP-34 N0.3 1986

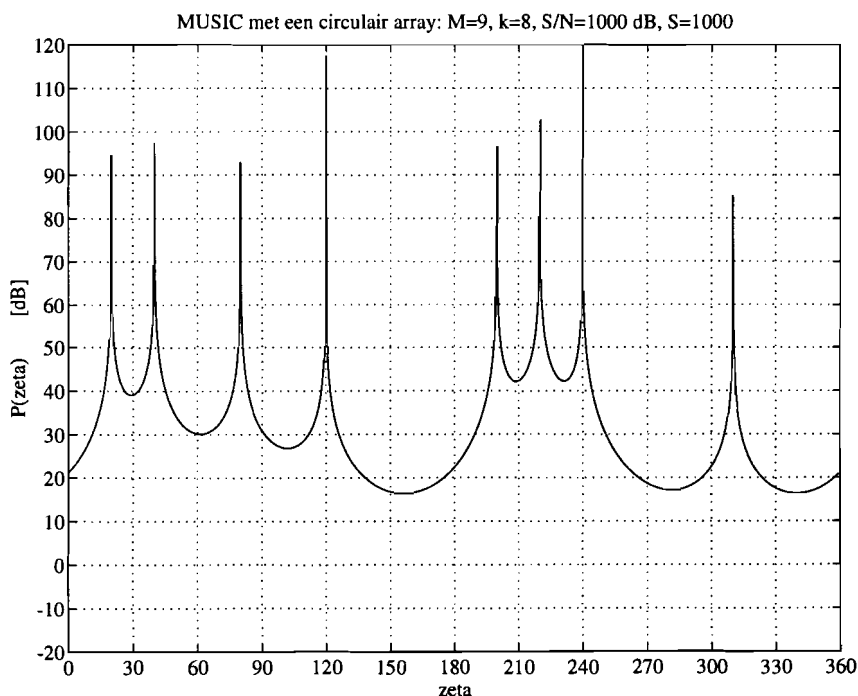
## Appendix C

# Simulatieresultaten van het MUSIC algoritme

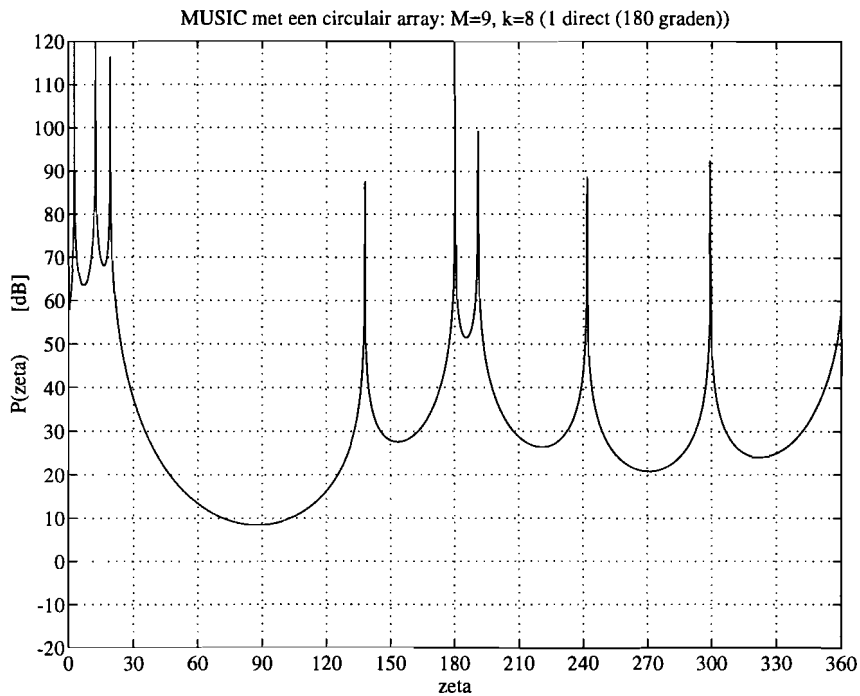
Deze appendix bevat de simulatie resultaten verkregen met `music.m` (een MATLAB implementatie van het MUSIC algoritme uit hoofdstuk 6). Dit algoritme wordt toegepast op een circulair array van  $M$  elementen, waarop we  $k$  laten signalen invallen. Voor elk direct signaal en zijn multipad signalen is een random bitreeks gegenereerd, waarmee m.b.v. MSK het uiteindelijke basisbandsignaal wordt gevormd. De multipadsignalen zijn vertraagde versies van de directe signalen. Om de figuren gemakkelijk te kunnen vergelijken hebben we voor de onderlinge looptijdverschillen één bitperiode ( $3,9 \mu\text{s}$ ) gekozen ofwel een weglengteverschil van  $1,2 \text{ km}$ .

De ruis (bestaande uit een amplitude- en een fasecomponent) wordt per antenne-element random gegenereerd volgens een uniforme verdeling, waarbij het vermogen in verhouding staat tot de amplitude van de invallende signalen.

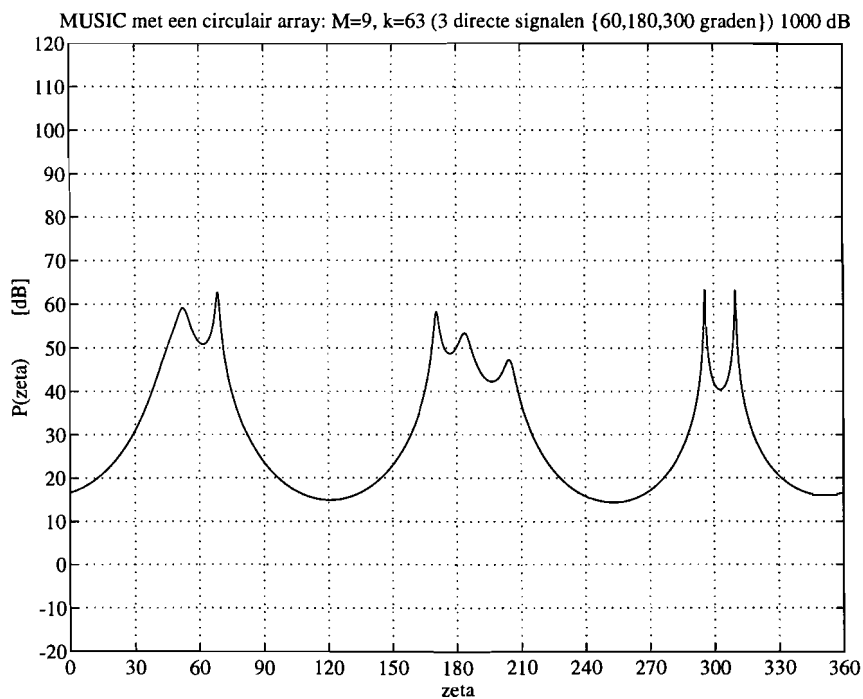
Het aantal samples  $S$  dat gebruikt wordt om de correlatiematrix te vormen wordt uniform verdeeld over de gehele burstperiode van 148 bits. Het uiteindelijke representatiesignaal  $P(\zeta)$  wordt hier weergegeven in  $10\log(P(\zeta)) \text{ dB}$ . Om ervoor te kunnen zorgen dat de representatiesignalen onderling te vergelijken zijn, hebben we ervoor gezorgd dat de signaalomgeving per simulatie zoveel mogelijk gelijk blijft. Hiertoe hebben we een database gevormd met daarin random gegenereerde bitreeksen en ruissamples, die tijdens elke simulatie gebruikt worden.



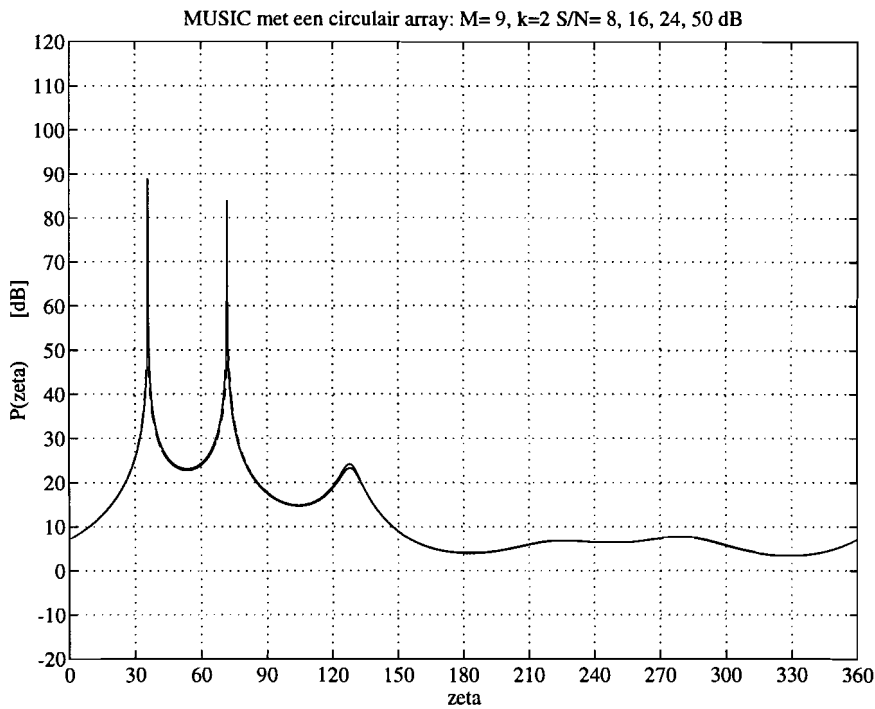
Figuur C1 Er vallen  $k=8$  directe signalen in onder willekeurige hoeken ( $\text{SNR}=1000 \text{ dB}$ ) met behulp van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden of dat er *ghost spikes* (extra pieken) optreden.



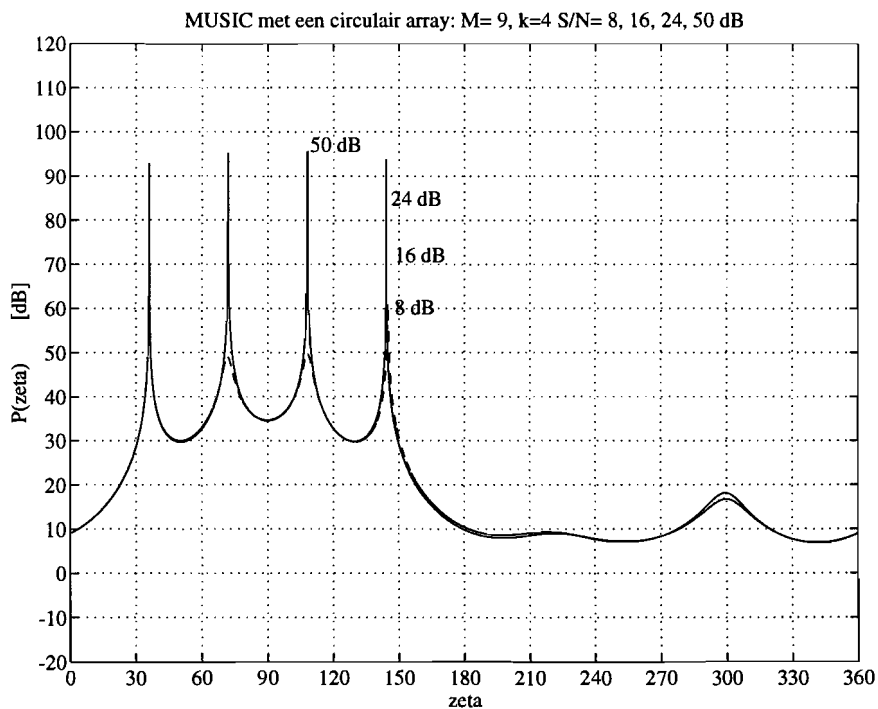
**Figuur C2** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  signalen in, waarvan één direct signaal ( $180^\circ$ ). Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 1000 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen (van het directe signaal en van de multipad signalen) terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden of dat er *ghost spikes* (extra pieken) optreden.



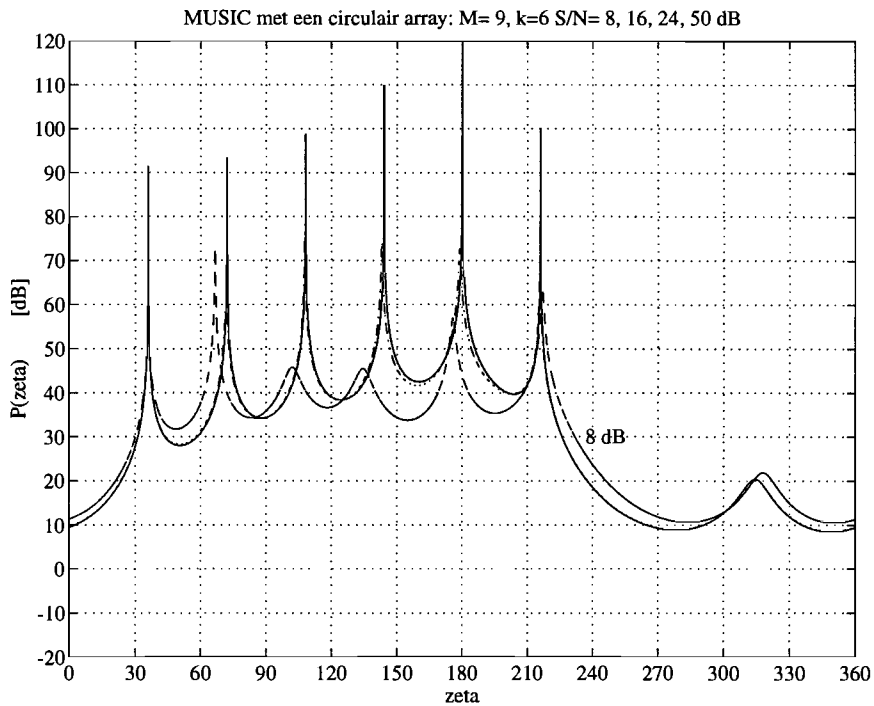
**Figuur C3** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=63$  signalen in, waarvan drie directe signalen ( $60^\circ, 180^\circ$  en  $300^\circ$ ). Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 1000 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan de gemiddelde richtingen van de directe signalen terugvinden.



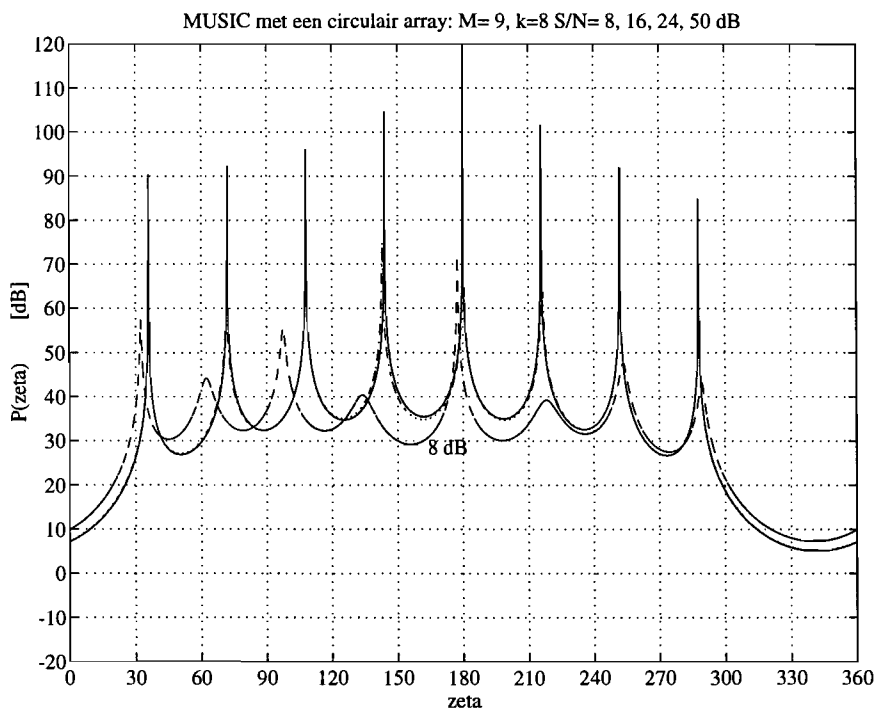
**Figuur C4** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=2$  directe signalen. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treedt wel een *ghost spike* (extra piek) op.



**Figuur C5** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=4$  directe signalen. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treedt wel een *ghost spike* (extra piek) op.

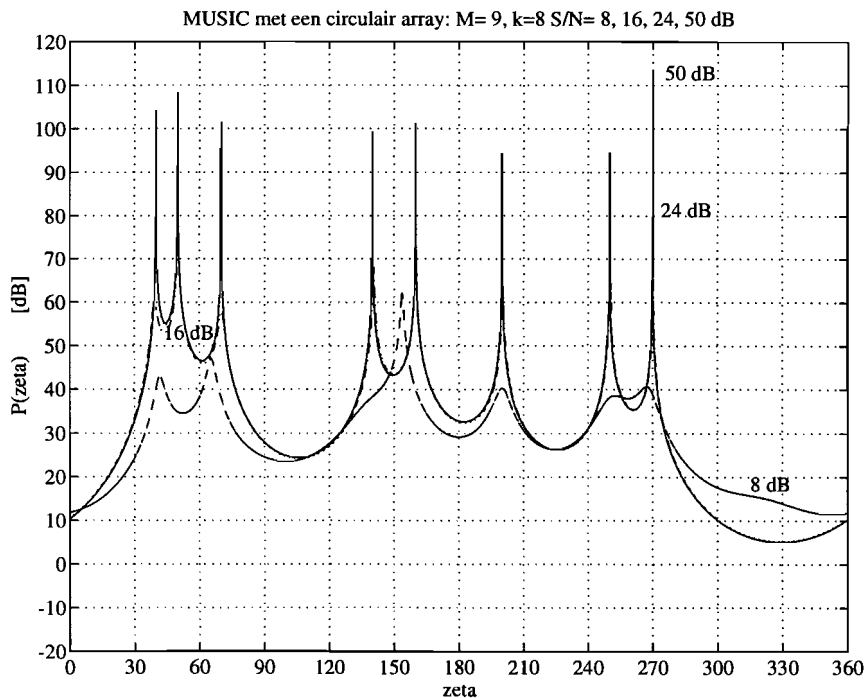


Figuur C6 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=6$  directe signalen. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden als de signaalruisverhouding groter is dan 16 dB zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treedt wel een *ghost spike* (extra piek) op.

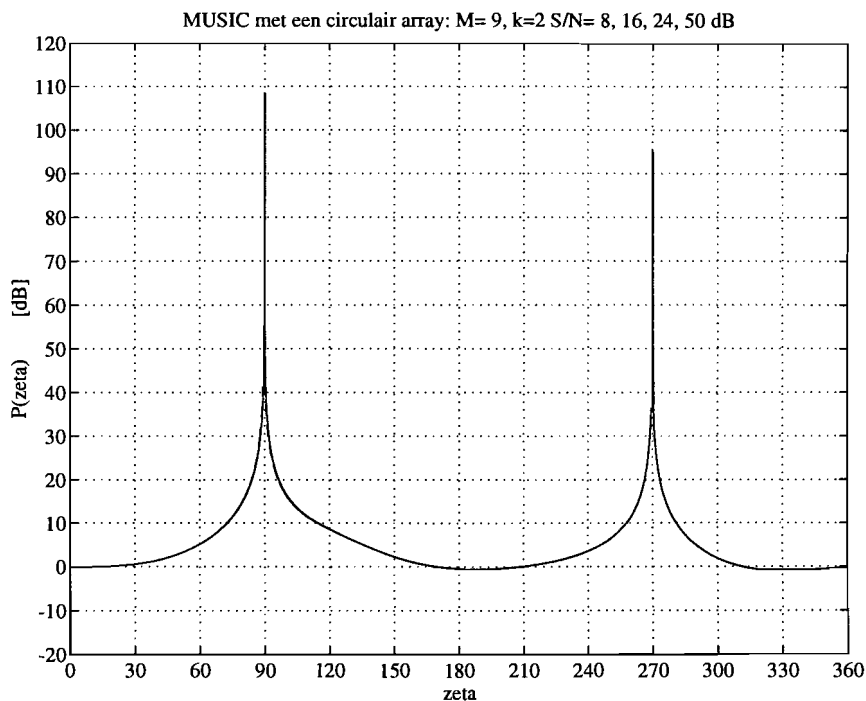


Figuur C7 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  directe signalen. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden bij signaalruisverhoudingen groter dan 16 dB zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden geen *ghost spikes* (extra pieken) op.

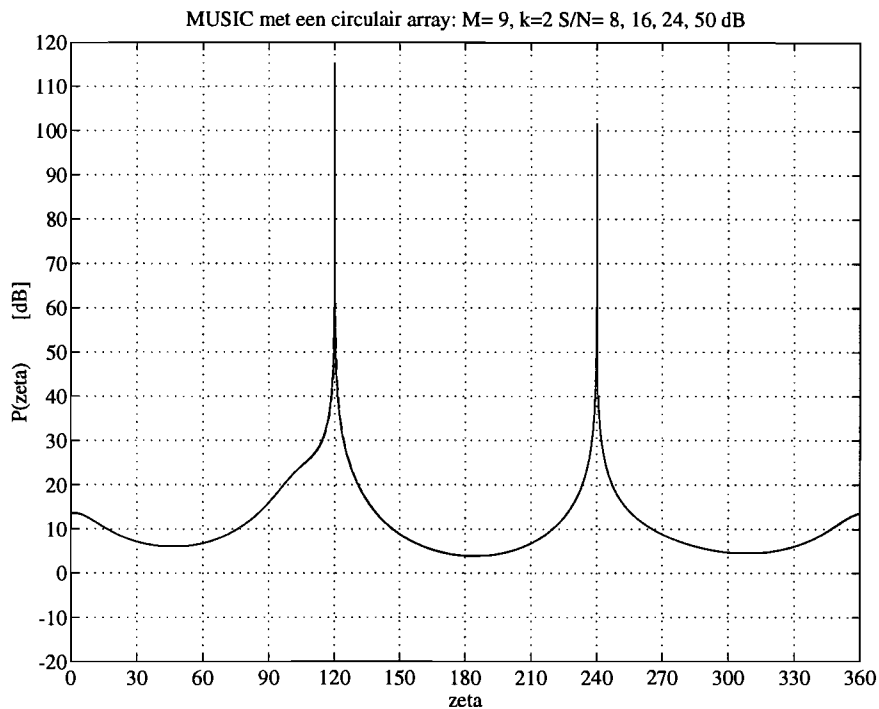




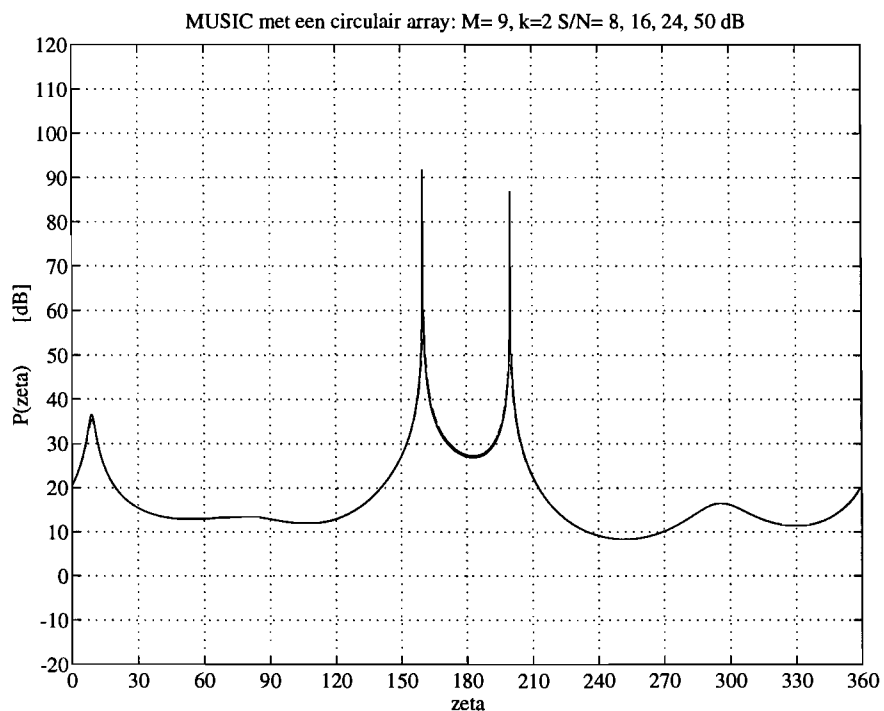
Figuur C8 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  directe signalen (onder willekeurige hoeken). Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden bij signaalruisverhoudingen groter dan 16 dB zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden geen *ghost spikes* (extra pieken) op.



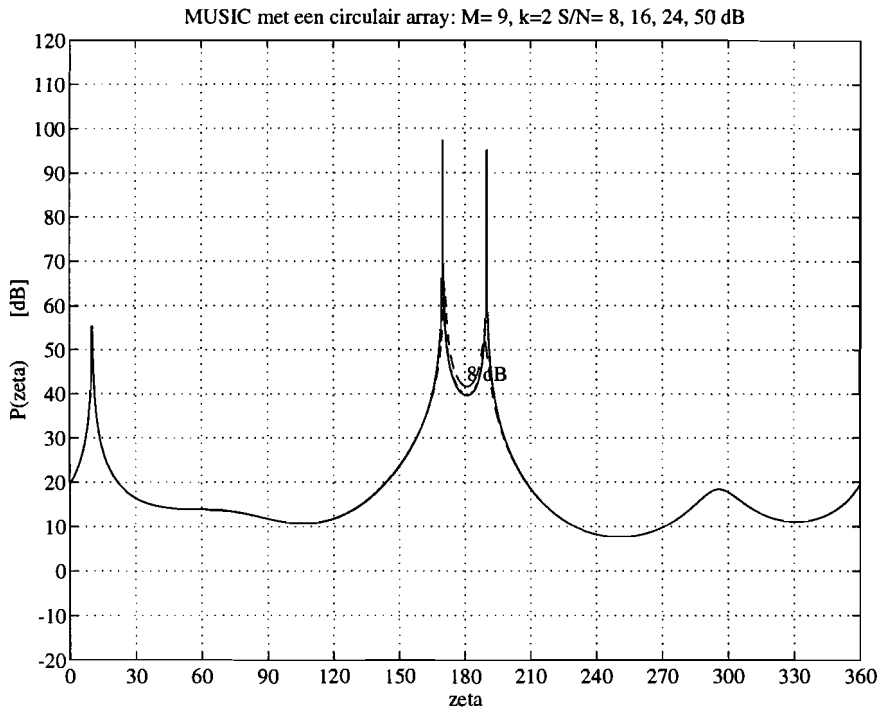
Figuur C9 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=2$  directe signalen. De hoek tussen de invallende signalen is  $180^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden.



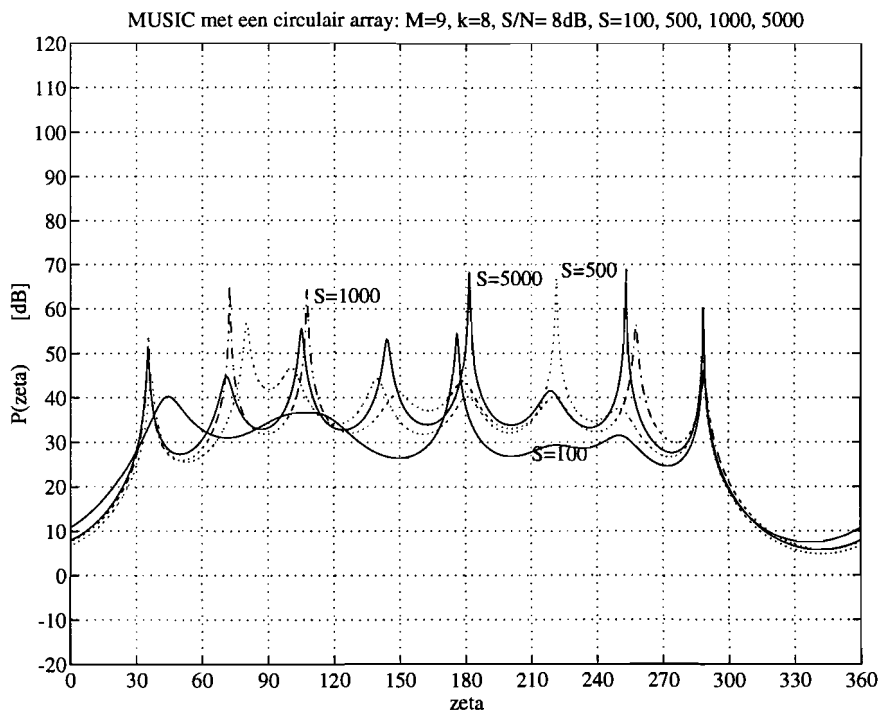
Figuur C10 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=2$  directe signalen, met een hoekverschil van  $120^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan beide richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden geen *ghost spikes* (extra pieken) op.



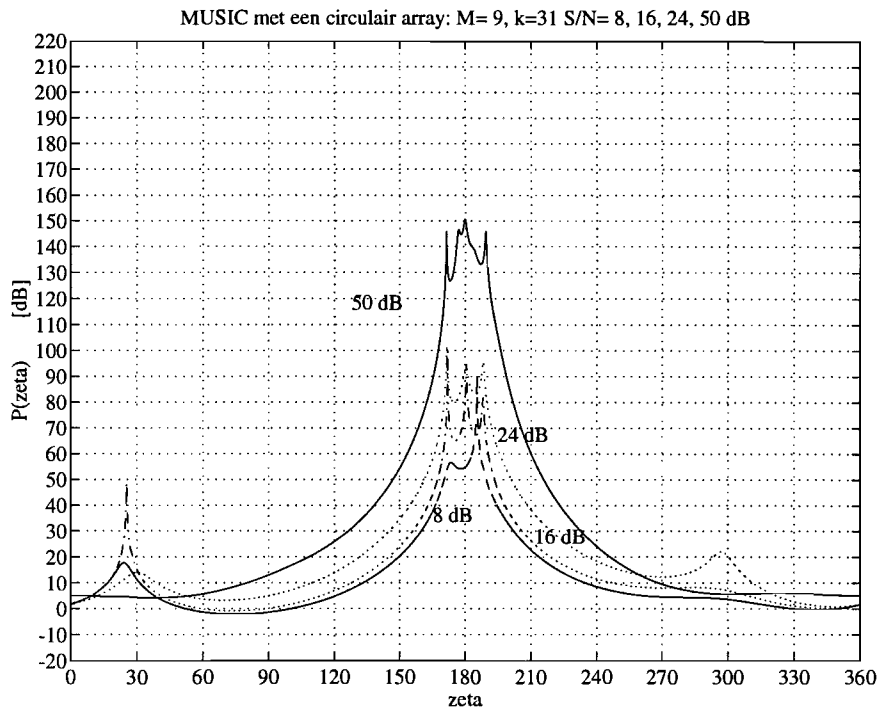
Figuur C11 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=2$  directe signalen, met een hoekverschil van  $40^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan beide richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treedt een *ghost spike* (extra piek) op.



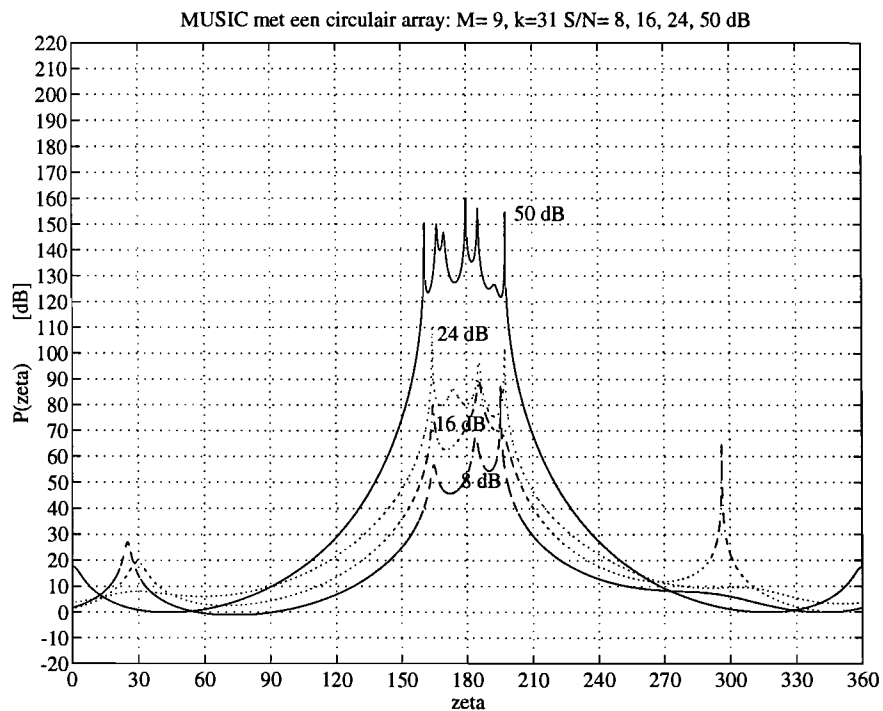
Figuur C12 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=2$  directe signalen, met een hoekverschil van  $20^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan beide richtingen terugvinden zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden *ghost spikes* (extra pieken) op.



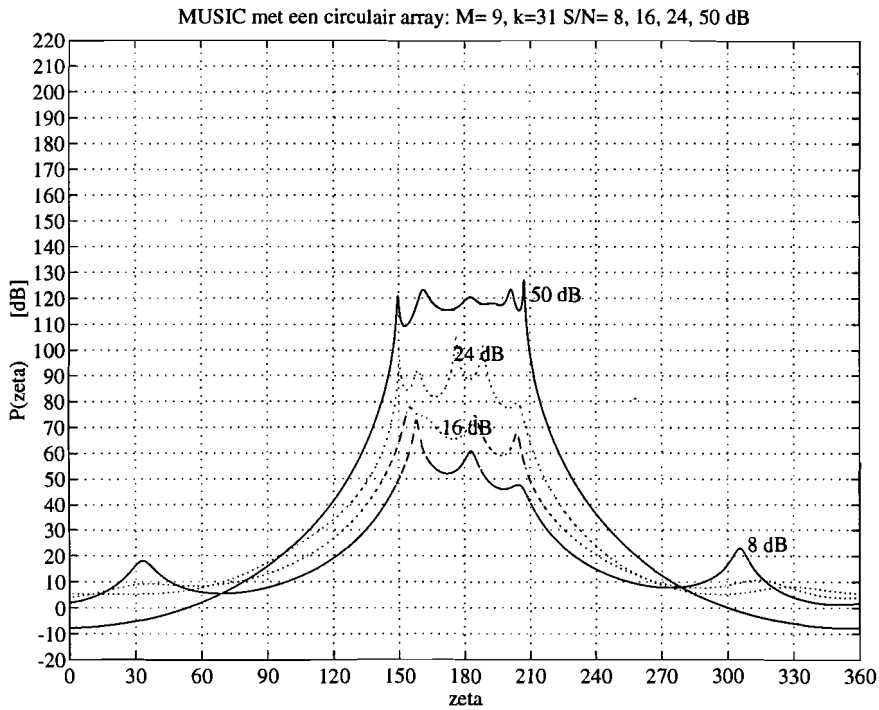
Figuur C13 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  directe signalen. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 8 dB met gebruikmaking van  $S=100, 500, 1000$  en 5000 samples. De MUSIC *pointing errors* worden kleiner bij toenemend aantal samples.



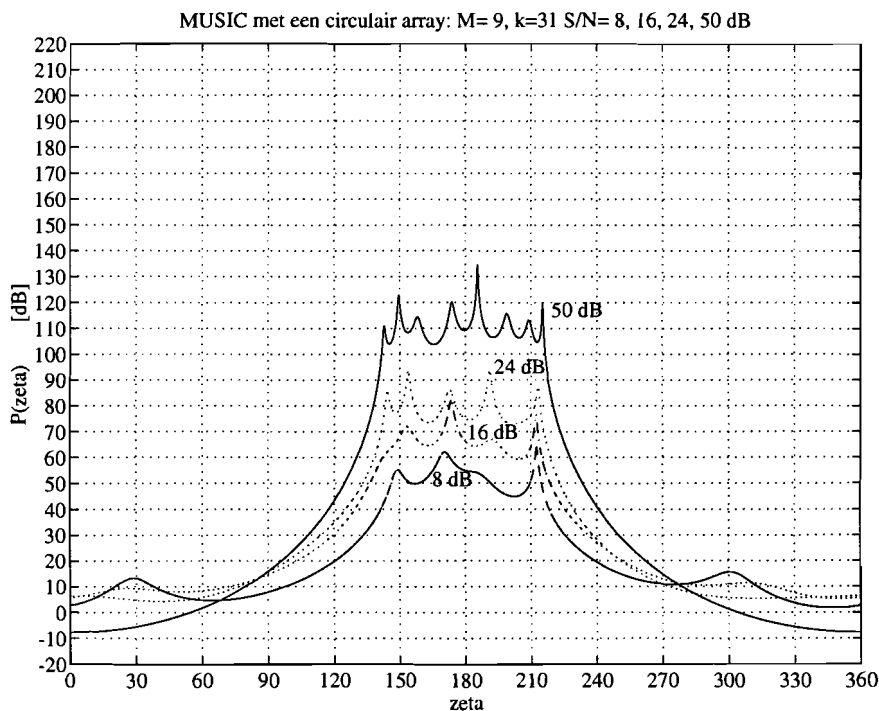
**Figuur C14** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=31$  signalen, waarvan één direct signaal ( $180^\circ$ ). De multipad signalen vallen in tussen de hoeken  $170^\circ$  en  $190^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples.



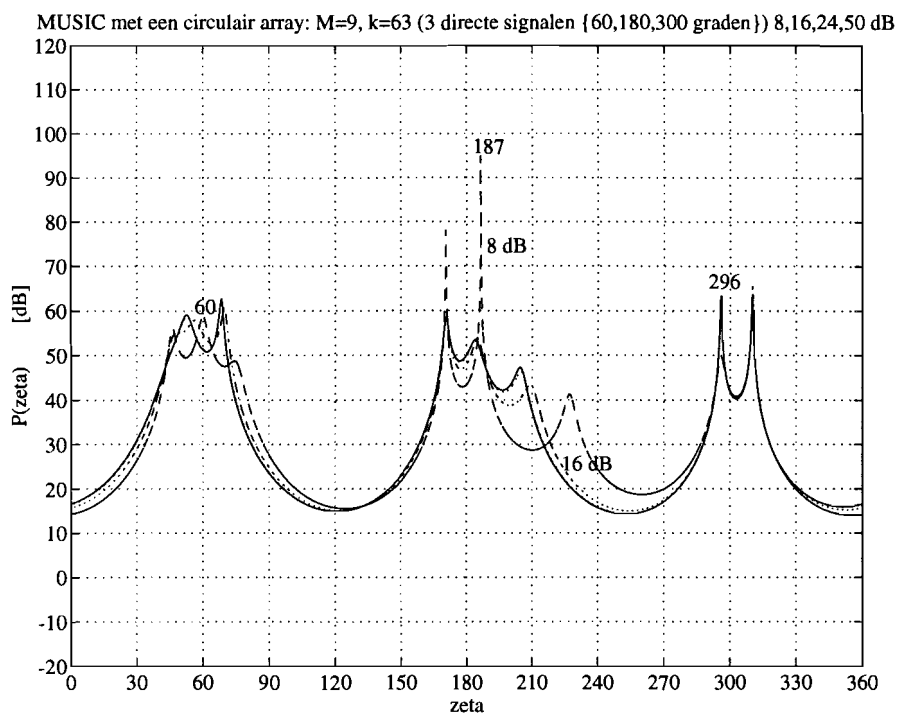
**Figuur C15** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=31$  signalen, waarvan één direct signaal ( $180^\circ$ ). De multipad signalen vallen in tussen de hoeken  $160^\circ$  en  $200^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples.



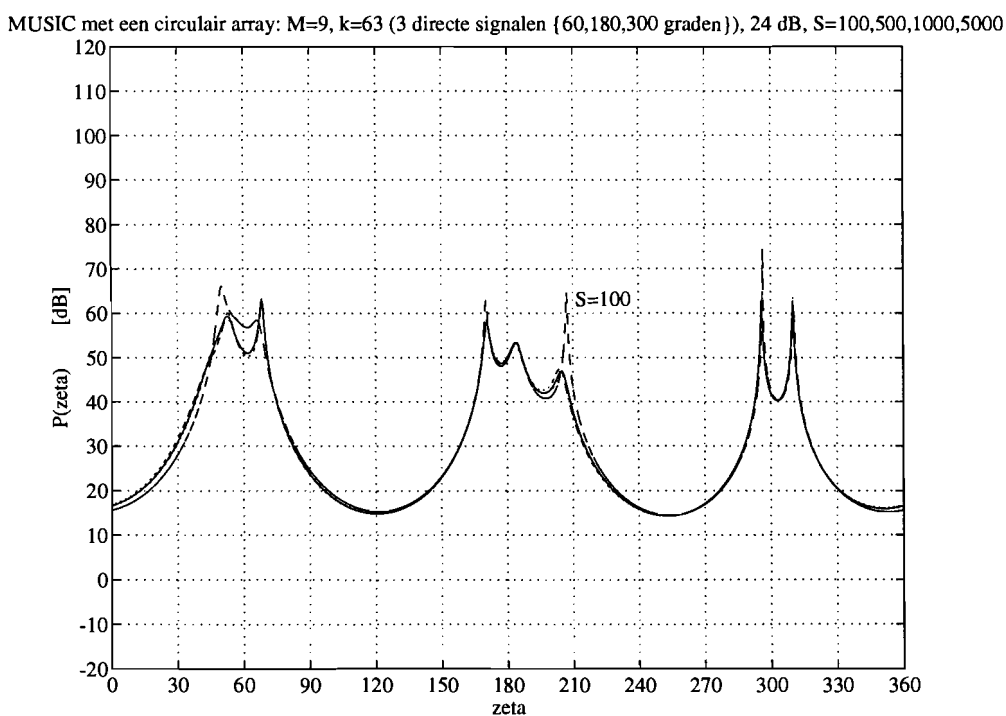
Figuur C16 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=31$  signalen, waarvan één direct signaal ( $180^\circ$ ). De multipad signalen vallen in tussen de hoeken  $150^\circ$  en  $210^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples.



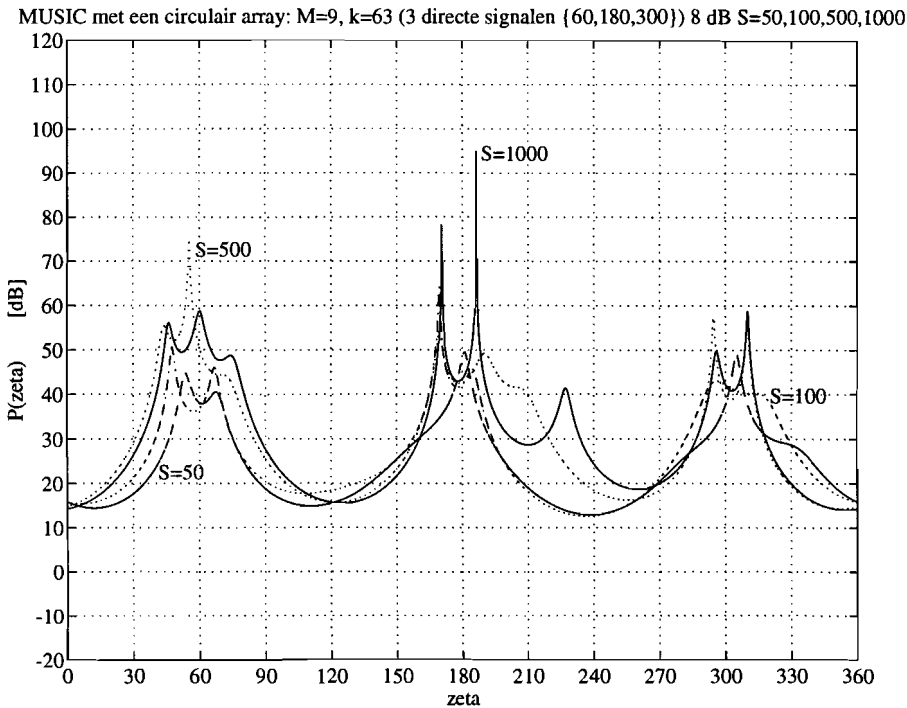
Figuur C17 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=31$  signalen, waarvan één direct signaal ( $180^\circ$ ). De multipad signalen vallen in tussen de hoeken  $140^\circ$  en  $220^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples.



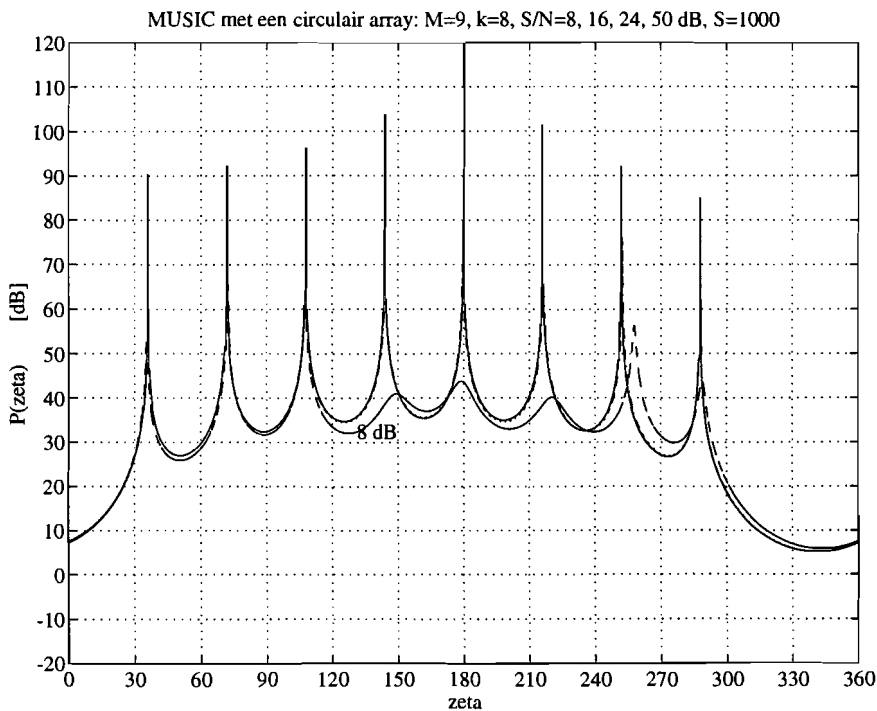
**Figuur C18** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=63$  signalen, waarvan drie directe signalen ( $60^\circ$ ,  $180^\circ$  en  $300^\circ$ ) met elk 20 multipadsignalen. De maximale hoek tussen het directe en zijn multipad is  $15^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples.



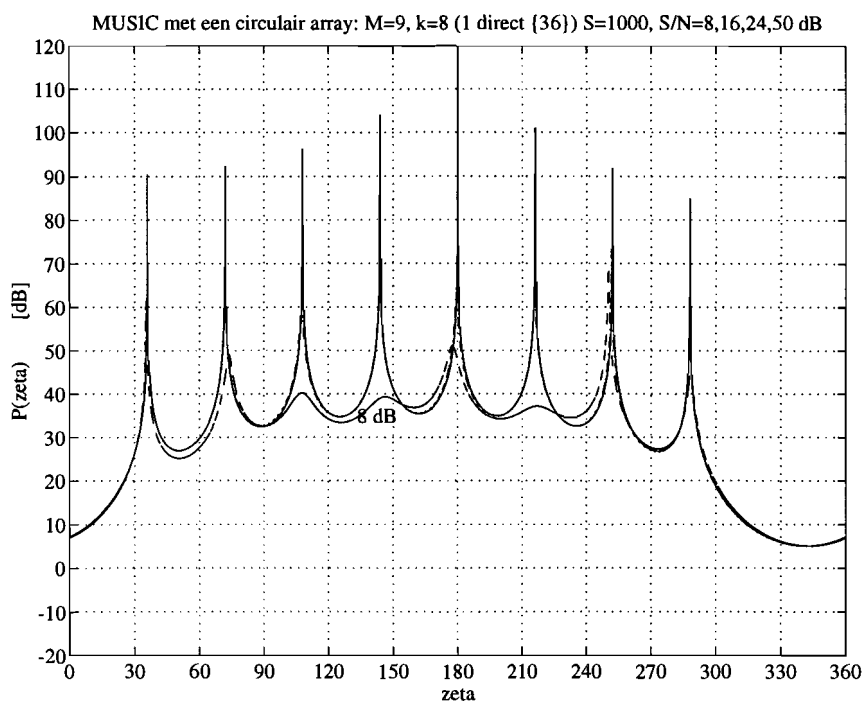
**Figuur C19** Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=63$  signalen, waarvan drie directe signalen ( $60^\circ$ ,  $180^\circ$  en  $300^\circ$ ) met elk 20 multipadsignalen. De maximale hoek tussen het directe signaal en zijn multipad is  $15^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 24 dB met gebruikmaking van  $S=100, 500, 1000$  en 5000 samples.



Figuur C20 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=63$  signalen, waarvan drie directe signalen ( $60^\circ$ ,  $180^\circ$  en  $300^\circ$ ) met elk 20 multipadsignalen. De maximale hoek tussen het directe signaal en zijn multipad is  $15^\circ$ . Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 8 dB met gebruikmaking van  $S=50, 100, 500$  en  $1000$  samples.

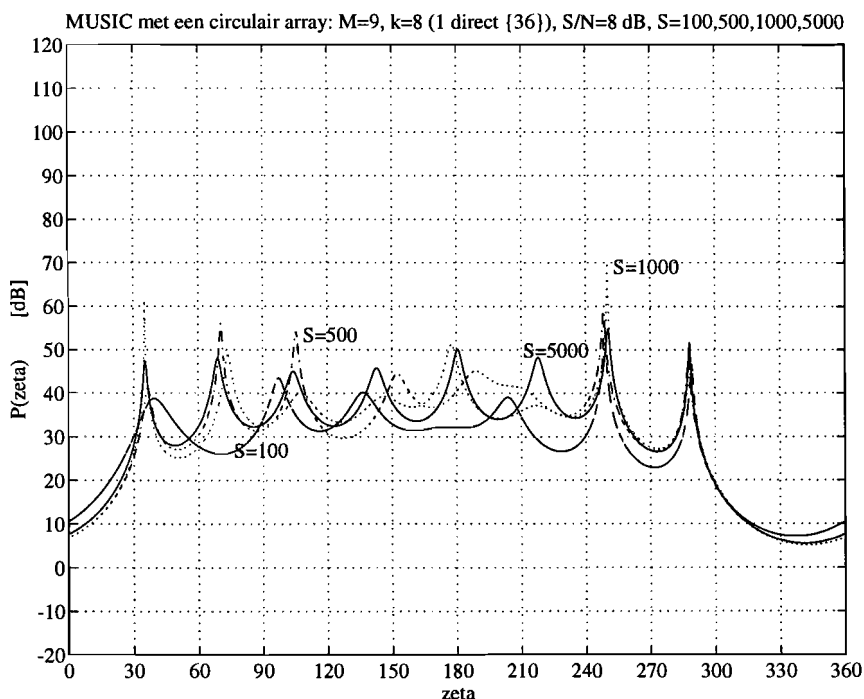


Figuur C21 Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  directe signalen in. Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden bij signaalruisverhoudingen groter dan 16 dB zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden geen *ghost spikes* (extra pieken) op.



Figuur C22

Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  signalen in, waarvan één direct ( $36^\circ$ ). Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij signaalruisverhoudingen van 50, 24, 16 en 8 dB met gebruikmaking van  $S=1000$  samples. MUSIC kan alle richtingen terugvinden bij signaalruisverhoudingen groter dan 16 dB zonder dat er *pointing errors* optreden. Er treden geen *ghost spikes* (extra pieken) op.



Figuur C23

Op een circulair array van  $M=9$  elementen vallen  $k=8$  signalen in, waarvan één direct ( $36^\circ$ ). Dit representatiesignaal  $P(\zeta)$  is verkregen bij een signaalruisverhouding van 8 dB met gebruikmaking van  $S=100, 500, 1000$  en  $5000$  samples. Bij toenemend aantal samples wordt de *pointing error* kleiner.