

Calibração de um Arranjo Linear de Antenas para Estimação de Direção de Chegada

A. Judson Braga, Gervásio P.S. Cavalcante, Van Yem Vu e Bernard Huyart

Resumo—A não linearidade geométrica de um arranjo de antenas é um dos graves problemas a boa detecção da direção de chegada (DoA) de sinais RF quando essa arbitrariedade não é conhecida pelo estimador de DoA em banda-base. Apresenta-se neste artigo um método de calibração do posicionamento dos elementos de um arranjo linear de antenas.

Palavras-Chave—Direção de chegada, MUSIC, cinco-portas, atraso temporal, arranjo de antenas.

Abstract—The geometric non linearity of an antenna array poses a constraint problem in detecting the direction of arrival (DoA) of RF signals when this arbitrary geometry is not known by the DoA estimator in base band. We present a calibration method for the element positions of a linear antenna array.

Index Terms—Direction of arrival, MUSIC, five-port, time-delay, antenna array.

I. INTRODUÇÃO

A Direção de Chegada (DoA) de sinais de radiofrequência (RF) aplicada a radares [1], sondas de canal de propagação [2] e sonar [3] foi um importante tema de pesquisa nas últimas duas décadas. Avanços na multiplexagem de canal no domínio espacial (SDMA) foram alcançadas a partir do desenvolvimento de técnicas e detecção da DoA.

Entre as diferentes técnicas de estimação da DoA, aqueles que apresentam melhores desempenhos, incluindo todos os principais métodos de alta resolução como MUSIC (Multiple Signal Classification), Pisarenko, Esprit, etc., são baseados na diferença de fase entre os elementos irradiantes e na teoria da goniometria [4]. A variação de fase de uma frente de onda plana ao longo de M antenas permite ao estimador MUSIC, por exemplo, encontrar o valor da DoA de $N=M-1$ sinais a partir de uma relação entre os sub-espacos sinal e ruído. Estes estimadores, em banda base, precisam das informações corretas do posicionamento de cada elemento a fim de aplicar as reais diferenças de fase para a estimação. Para altas frequências, mesmo um desvio milimétrico no posicionamento das antenas pode gerar erros consideráveis

A. Judson Braga, Van Yem Vu e Bernard Huyart, COMELEC, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, França, e Gervasio P. S. Cavalcante, DEE UFPA, Belém, Brasil. E-mails: judson@enst.fr, vanvu@enst.fr, huyart@enst.fr, gervasio@ufpa.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior).

de medições da diferença de fase entre as mesmas de forma a inviabilizar a boa estimação da DoA dos sinais recebidos.

Neste trabalho é proposto um método de calibração do posicionamento dos elementos de um arranjo de antenas lineares a fim de oferecer ao estimador, em banda base, a real configuração do arranjo. É bem verdade que o termo “arranjo linear de antenas” diz respeito ao modelo de configuração das antenas e não a condição real do arranjo, pois se ela fosse perfeitamente linear não seria necessário se fazer qualquer calibração de posicionamento.

Quanto a matriz observação ou envoltória complexa utilizada pelo estimador, a maioria dos sistemas de medições da DoA utilizam processamento em banda base do sinal demodulado como em [2] para extrair as amostras da matriz observação e, portanto, não o fazem a partir de uma medição direta da diferença de fase entre os elementos do arranjo de antenas. Circuitos de medições vetoriais IQ, como detectores homódinos e heteródinos, podem ser aplicados a fim de se encontrar a Direção de Chegada de múltiplos sinais. A principal inconveniência do primeiro é que a relação de fase (0° e 90°) é raramente estável entre o oscilador local (OL) e o sinal RF de entrada. O último, como um analisador vetorial de rede (VNA), é uma solução bastante cara para um sistema de telecomunicações real. Objetivando-se obter uma detecção direta da DoA a partir de medições da diferença de fase entre os elementos do arranjo de antenas sem a necessidade de uma conversão de frequência, refletômetros cinco-portas foram utilizados como detectores.

A vantagem de usar detectores cinco-portas é que a informação de fase é obtida a partir de medições de amplitude (ou potência) de três diferentes combinações lineares das ondas eletromagnéticas RF e OL. Isso significa que um refletômetro cinco-portas é, em principio, um simples circuito linear passivo com duas entradas e três saídas.

Originalmente projetado para medir coeficiente de reflexão de portas de redes de microondas, o refletômetro seis-portas foi aplicado em radio receptores [5] e radares anticolisão [6] como discriminador de fase/frequência. Se o oscilador local, usado como referencia de fase e frequência, for suficientemente estável de forma a poder-se considerar sua potência como constante, uma porta do refletômetro seis-portas pode ser desprezada e as aplicações anteriormente mencionadas podem ser também resolvidas num sistema cinco-portas [7].

Apos as medições de fase, o método de alta resolução MUSIC é empregado para estimar a DoA e o atraso de tempo das diferentes fontes.

Defasadores, cabos e divisores de potência são utilizados para simular o canal de propagação e a defasagem entre os elementos virtuais do arranjo de antenas na frequência de 2GHz. Simulações desta natureza permitem avaliar a confiabilidade e a precisão do método de calibração pois fontes de erros devido ao acoplamento mútuo entre as antenas, a sinais parasitas de multi-percursos, e ao ruído do canal de propagação são evitados.

O circuito de medição de fase é descrito na Seção II. Uma descrição do sistema de medições é apresentada na Seção III, seguido, na seção IV, pelo procedimento de calibração e estimação e, na seção V, pelos resultados experimentais. Uma breve conclusão é dada na seção VI.

II. CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE FASE

O refletômetro cinco-portas consiste de um anel interferométrico com duas entradas (1, 2) e três saídas (3, 4 e 5), três detectores de potência (diodos), três conversores analógico-digital (A/D) e um processador digital de sinal (DSP), como mostrado na Fig. 1. Este dispositivo gera um sinal ρ em banda-base representando a razão complexa entre os dois sinais de entrada (RF e OL).

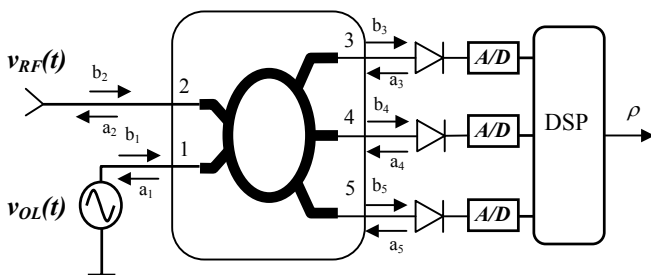


Fig. 1. Refletômetro cinco-portas.

As pseudo-ondas de potência refletidas na porta i do interferômetro cinco-portas é dada pela equação abaixo em função do parâmetro de espalhamento S_{ij} e a pseudo-onda de potência incidente na porta j .

$$b_i = \sum_{j=1}^5 S_{ij} a_j, \quad i=1...5. \quad (1)$$

Considerando que os detectores de potencia são permanentemente conectados as saídas do refletômetro, então, pode-se escrever:

$$a_j = b_j \Gamma_j, \quad j=3...5 \quad (2)$$

sendo Γ_j o coeficiente de reflexão dos detectores de potência na porta j . Essas duas equações apresentadas formam um

sistema linear indeterminado com dez variáveis e oito equações. Este sistema pode ser resolvido em função de duas variáveis livres, a_1 e b_3 , da seguinte forma:

$$b_i = A_i a_1 + B_i b_3, \quad i=4, 5 \quad (3)$$

sendo A_i e B_i constantes do refletômetro. Estas constantes são determinadas através de um processo de calibração do cinco-portas [8]. O nível de potência detectado nas saídas do refletômetro pode ser expresso por:

$$P_i = |b_i|^2 (1 - |\Gamma_i|^2), \quad i=3...5. \quad (4)$$

Após manipulações matemáticas, é possível expressar a razão entre as pseudo-ondas de potência nas entradas do refletômetro como uma combinação linear dos níveis de potência dos sinais de saída, como mostrado a seguir:

$$\rho = aP_3 + bP_4 + cP_5 + d \quad (5)$$

sendo a, b, c e d dependentes das constantes de calibração do cinco-portas.

III. SISTEMA DE MEDIÇÕES

O sistema de medições utilizado consiste de cabos, defasadores e divisores de potência (DP) empregados com o fim de simular o canal de propagação e a defasagem entre as antenas virtuais (ver Fig. 2).

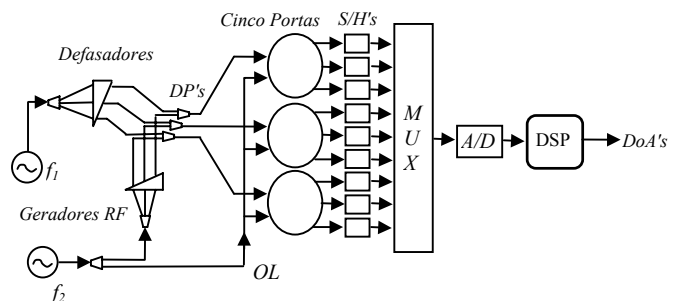


Fig. 2. Sistema de medições empregado para simular um canal de propagação e um arranjo de 3 antenas. $\Delta f = f_1 - f_2 = 1\text{KHz}$.

Este circuito simula um sistema quase ideal onde erros de fase, devido ao acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo, aos sinais parasitas de multi-percursos e ao ruído do canal de propagação são desprezados. Chama-se de sistema quase ideal pois é inevitável a inserção de ruído, mesmo em baixo nível, entre os geradores e o conversor A/D.

Dois geradores de RF são utilizados como fonte dos sinais a serem detectados. Para garantir a não coerência entre os sinais, os dois geradores possuem uma pequena diferença de frequência ($\Delta f = f_1 - f_2 = 1\text{KHz}$). A não coerência entre os sinais é necessária pois o estimador MUSIC não é robusto na presença de sinais correlatos. Como os sinais de emissão são

não modulados, um dos geradores pode ser também utilizado como oscilador local (OL) do sistema de medições.

Os defasadores utilizados tem como objetivo representar a defasagem natural num arranjo de antenas quando uma frente de onda plana atinge o mesmo com $\text{DoA}=\theta$. Esta defasagem varia com o posicionamento dos elementos do arranjo. Os divisores de potência que sucedem os defasadores representam a soma das diferentes frentes de onda plana nos terminais da antena virtual. Os cinco-portas, defasadores e divisores de potência foram implementados em tecnologia microstrip [7] num substrato FR4 ($\epsilon_r=4,7$). A cada saída dos refletômetros cinco-portas um *sample/hold* é conectado no qual congela o sinal por um determinado período de tempo. Este tempo é suficiente para assegurar uma conversão simultânea (nove níveis de tensão na saída dos três cinco-portas) pelo conversor analógico-digital (A/D).

Com o objetivo de simular DoA's de -28° e 14° , defasagens ($\Delta\phi$) de, respectivamente, $-84,5^\circ$ e $45,5^\circ$ deveriam ser observadas entre os elementos de um arranjo linear a 2GHz com a distancia entre as antenas igual a $\lambda/2$. Justamente com o objetivo de calibrar um sistema, onde o posicionamento dos mesmos não é linear, os valores de diferença de fase entre consecutivas linhas de transmissão dos defasadores não são constantes (como os valores acima) gerando deformações nos resultados de estimativa em banda base caso o valor real dos posicionamentos não seja definido antes do processo de estimativa. Sendo o sistema utilizado, estacionário no tempo, as medições para o processo de calibração podem ser realizadas separadamente para cada sinal e para cada antena virtual. O algoritmo de calibração necessita de duas medições de $\Delta\phi$ gerados por duas diferentes DoA's conhecidas. Uma linha de transmissão de atraso variável (modelo 3114, Wiltron Company) de 60 cm é utilizada para medir estes $\Delta\phi$ s entre os elementos virtuais. Como fontes de RF, dois geradores HP 4332 são usados durante o processo de medições.

Um segundo experimento é realizado com o objetivo de se encontrar simultaneamente a DoA e o atraso temporal de um percurso de propagação. Uma varredura de 201 pontos de frequência (200 MHz) em uma linha de transmissão de 2,92m ($\epsilon_r=1,78$) permite a medição de seu atraso temporal (13ns) enquanto que a linha 3114 é ajustada para simular 30° de DoA entre duas antenas virtuais.

IV. PROCEDIMENTO DE CALIBRAÇÃO E ESTIMAÇÃO

Se uma frente de onda incide em um arranjo de antenas com um ângulo θ em relação ao seu eixo ortogonal, as diferenças, medidas pelos cinco-portas, entre as fases desta frente de onda nas antenas do arranjo e a fase no primeiro elemento (referência) podem ser expressas em função do posicionamento (x_m, y_m) destes elementos dentro do plano de incidência. Esta afirmação é baseada na teoria goniométrica (veja a Fig. 3 para um arranjo linear) considerando campo distante e meio homogêneo.

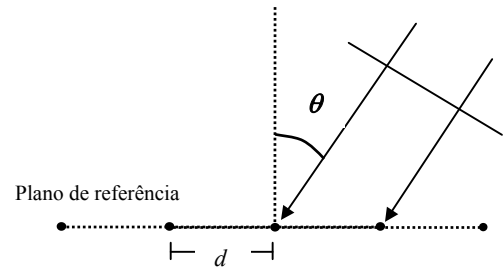


Fig. 3. Modelo de onda plana incidindo em um arranjo linear de antenas.

Considerando os elementos idênticos, a resposta do arranjo é dada por:

$$a(\theta) = a_1(\theta) \left[1 \ e^{-j\Delta\phi_1(x_1, y_1)} \ \dots \ e^{-j\Delta\phi_{M-1}(x_{M-1}, y_{M-1})} \right]^T \quad (6)$$

$a_i(\theta)$ é a resposta da primeira antena, M é o número de elementos, e λ é o comprimento de onda. Para N sinais incidentes, o vetor equivalente em banda base dos dados medidos $x[k]$ nos M elementos do arranjo no instante de tempo k é dado por:

$$x[k] = As[k] + n[k] \quad (7)$$

sendo A a matriz resposta do arranjo formada pela concatenação dos N vetores direcionais $a(\theta)$, e $s[k]$ e $n[k]$ os vetores sinal e ruído respectivamente. A matriz covariância do vetor dos dados medidos $x[k]$ pode ser escrita como:

$$R_x = E\{x[k]x^H[k]\} = AR_s A^H + \sigma_o^2 I \quad (8)$$

com R_s a matriz covariância do vetor sinal, σ_o^2 a potência do ruído em cada elemento do arranjo e I uma matriz identidade $N \times N$.

A Fig. 4 apresenta o esquema de calibração com x_m e y_m representando as reais coordenadas do elemento m no arranjo de antenas.

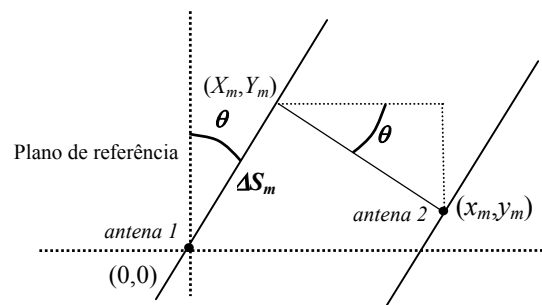


Fig. 4. Calibração do arranjo de antenas.

ΔS_m representa a diferença de espaço propagado por uma frente de onda plana quando incidida sobre o arranjo de

antenas. Esta diferença espacial é relativa a diferença fasorial, medida pelos cinco portas, entre a antena m e o primeiro elemento do arranjo, e pode ser expressa por:

$$\Delta S_m = \frac{\Delta \phi_m \lambda}{2\pi} \quad (9)$$

X_m e Y_m , utilizados como coordenadas de referência, podem facilmente ser calculadas por:

$$X_m = \Delta S_m \sin \theta \quad (10)$$

$$Y_m = \Delta S_m \cos \theta \quad (11)$$

Pela geometria analítica, a equação da reta que passa pelos pontos (X_m, Y_m) e (x_m, y_m) é dada por:

$$y_m = Y_m + \tan \theta (X_m - x_m) \quad (12)$$

Sendo, as medições de calibração, feitas a partir de valores de DoA conhecidos, as incógnitas do sistema tornam-se apenas x_m e y_m . Assim sendo, duas medições são suficientes para a aplicação do método de calibração. Depois de encontradas as coordenadas x_m e y_m de cada elemento, a equação do vetor direcional (6) é finalmente calculada em função da diferença de fase entre a antena m e o primeiro elemento do arranjo. O valor real de $\Delta \phi_m(x_m, y_m)$ é expresso por:

$$\Delta \phi_m(x_m, y_m) = \frac{2\pi(y_m + x_m \tan \theta)}{\lambda(\cos \theta + \tan \theta \sin \theta)} \quad (13)$$

Um método baseado em subespaços chamado MUSIC é utilizado para estimar a DoA. Este método de alta-resolução considera que o subespaço ruído e o subespaço sinal são ortogonais. Estes subespaços são encontrados a partir dos autovetores da matriz covariância R_x . Os N autovetores associados aos N maiores autovalores de R_x formam o subespaço sinal E_S , enquanto que os $M-N$ autovetores associados aos $M-N$ menores auto-valores formam o subespaço ruído E_N . MUSIC exhibe picos na vizinhança dos reais valores de DoA a partir da relação entre os subespaços sinal e ruído. Sendo, o subespaço sinal, também gerado pelo vetor direcional $a(\theta)$ [4], o estimador MUSIC pode ser expresso por:

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{a^H(\theta) E_N E_N^H a(\theta)} \quad (14)$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais de dois *setups* de medições. No primeiro, o circuito descrito na seção III é empregado. Neste circuito, um arranjo de 3 antenas, o canal de propagação (quase ideal) e duas fontes a serem detectadas são simulados. Os sinais dos geradores na

entrada do sistema não são coerentes entre si, fato este necessário para a aplicação de estimadores baseados em subespaços como MUSIC. Os defasadores são ajustados de forma a gerar DoA's de -28° e 14° após a devida calibração das virtuais posições dos três elementos. As detecções exatas da posição das fontes são observadas na Fig. 5. Além de MUSIC, um outro método de estimação, chamado Capon, é utilizado para se comparar o desempenho de ambos estimadores. É observado que o estimador Capon possui um ganho inferior ao estimador MUSIC. Este alcança um ganho de, no mínimo, 80 dB entre os picos, que representam a relação entre o subespaço sinal e o subespaço ruído, e as outras regiões, que representam a relação entre o subespaço ruído e ele mesmo. Este ganho não passa de 40dB quando Capon é utilizado. Esta diferença é observada devido ao ruído, mesmo sendo pequeno comparado a um sistema real, ser agregado ao sistema entre os geradores e o conversor A/D. Simulações onde a completa ausência de ruído é constatada, o ganho do estimador Capon é o mesmo observado que o do estimador MUSIC [9].

O segundo experimento, composto de cabos, um defasador variável, dois cinco portas, e um gerador foram utilizados para gerar e medir o atraso temporal e a DoA de um percurso de propagação. MUSIC foi outra vez utilizado para a estimação em banda-base. O resultado (veja a Fig. 6) mostra que a DoA (30°) e o atraso temporal (13ns) deste percurso foi corretamente detectado.

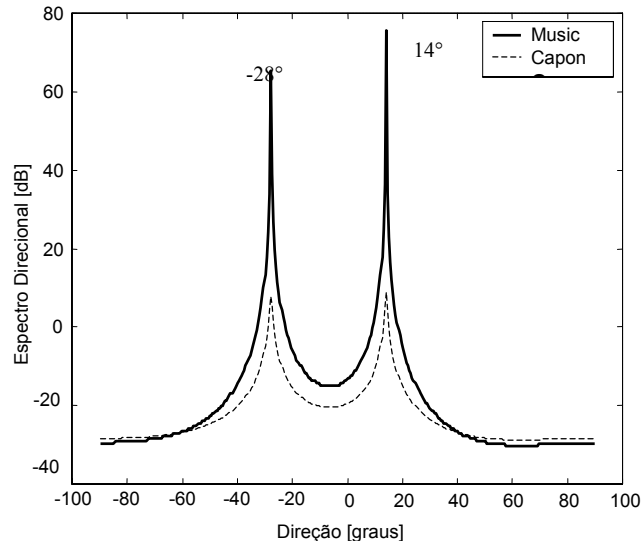


Fig. 5. Resposta do estimador MUSIC às medições do circuito apresentado na seção III.

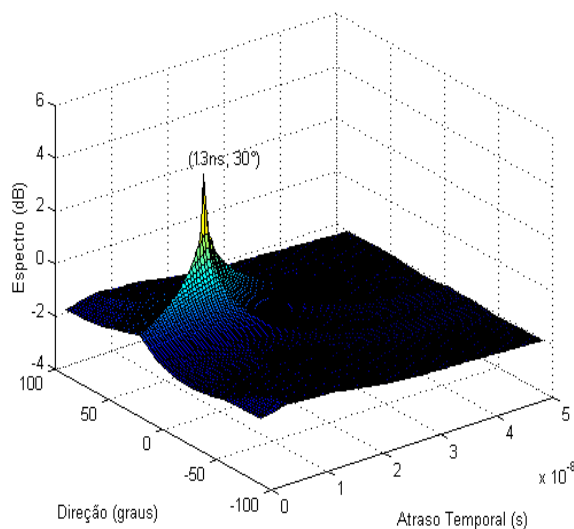


Fig. 6. Resposta do estimador MUSIC às medições de um trajeto de propagação com DoA à 30° e atraso temporal à 13ns.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo, foi proposto um método de calibração do posicionamento dos elementos de um arranjo de antenas linear a fim de oferecer ao estimador de direção de chegadas a real configuração do arranjo. Como sistema de medição de fase dos sinais RF, refletômetros cinco-portas foram utilizados. A precisão observada na Fig. 5 mostra a capacidade do método de calibrar o problema de posicionamento do arranjo quando aplicado a um detector da DoA de sinais RF. Também na Fig. 5, é observado o desempenho da resposta do estimador MUSIC em comparação ao estimador Capon. É constatado que, mesmo em condições de baixo nível de ruído, Capon possui um ganho limitado comparado ao estimador MUSIC, o que tornaria impraticável sua utilização em sistemas reais onde o nível de ruído é considerável. Também é mostrado que a detecção conjunta do atraso temporal e da DoA de um percurso de propagação é precisa a partir da varredura de alguns pontos de frequência no transmissor.

De forma a simular sistemas reais, além do posicionamento dos elementos do arranjo, outros fatores que provocam erros nas medições de fase e amplitude de sinais RF devem ser considerados tais como: acoplamento mútuo entre as antenas, sinais parasitas devido ao fenômeno de multi-percursos, e o ruído inserido no canal de propagação.

AGRADECIMENTOS

Os autores desejam reconhecer a assistência e o apoio da CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e COFECUB (Comité Français d'Evaluation de la Coopération Universitaire avec le Brésil).

REFERÊNCIAS

- [1] F. Vincent, and O. Besson, "Estimating time-varying DOA and Doppler shift in radar array processing", *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings*, vol. 147, no. 6, pp. 285-290, December 2000.
- [2] G. Kadel, R. W. Lorenz, "Mobile propagation measurements using a digital channel sounder with a bandwidth matched to the GSM-system", *Antennas and Propagation, ICAP 91, Seventh International Conference on (IEE)*, vol. 1, pp. 496-499, Apr 1991.
- [3] J. S. Grant, P. M. Mulgrew and B. Rajagopal, "Generalized algorithm for DOA estimation in a passive sonar Thompson", *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 140, no. 5, pp. 339-340, October 1993.
- [4] H. Krim, and M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing Research", *IEEE S P M*, pp. 67-94, July 1996.
- [5] S. O. Tatu, E. Moldovan, Ke Wu, and R. G. Bosisio, "A new direct millimeter wave six-port receiver", *M S D, 2001 IEEE MTT-S Inter.*, Vol. 3, pp. 1809-1812, May 2001.
- [6] J. Li, R. G. Bosisio, and Ke Wu. "A collision avoidance radar using six-port phase/frequency discriminator (SPFD)", *1994 IEEE N T C*, pp. 55-58, May 1994.
- [7] F. R. Souza, B. A. Garcia, G. Neveux, and B. Huyart, "Five-Port Junction: In the way of General Public Application", *European Microwave Conference*, Milan, 2002.
- [8] G. Neveux, B. Huyart, and J. R. Guisantes, "Calibration of a RF Receiver Using the Five-Port Technology", *ECWT 2003*, Munich, October 2002.
- [9] S. Björklund, and J. Rantakokko, "An Interactive Software Demonstrator Of Radar Array Processing", *Proceedings of the IEEE Nordic Signal Processing Symposium NORSIG*, Kolmaarden, June 2000.