

Fallstudienwettbewerb 2008

# Go Wireless!

Testing for future communications standards

**Aufgabe der Endrunde**

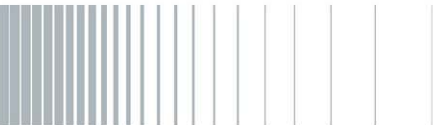
**75** Years of  
Driving  
Innovation

 **ROHDE & SCHWARZ**

# Das Szenario

Sie sind Hochfrequenz-Entwicklungsingenieur bei einem Hersteller für Mobilfunkgeräte und gehören zu einem Team, das Geräte für den potentiellen UMTS-Nachfolge-Standard LTE (Long Term Evolution) entwickeln soll.

Diese Fallstudie begleitet Sie bei der Charakterisierung verschiedener Bauteile bis zum Design einzelner Baugruppen. Als vielseitiger und fachlich hoch angesehener Ingenieur sind Ihre Fähigkeiten auch in benachbarten Abteilungen sehr gefragt. Neben Ihrem thematischen Schwerpunkt Hochfrequenztechnik genießen Sie im Fachbereich Basisbandcodierung einen ebenso guten Ruf.

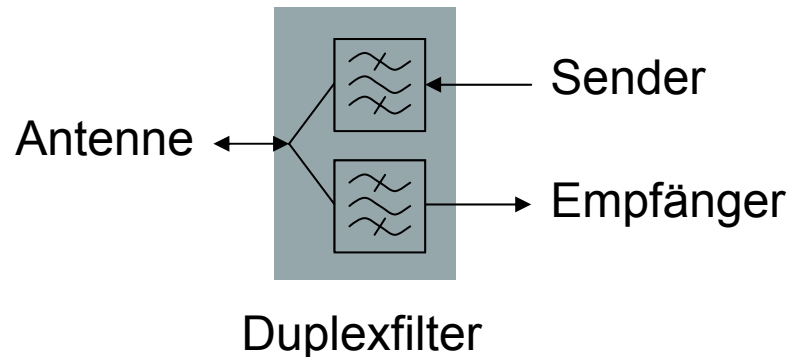


# Aufgabe I: Duplexfilter und Antenne

## Aufgabenbeschreibung:

Für ein Mobiltelefon der nächsten Generation sollen Sie ein Duplexfilter vermessen und dazu eine Schaltung dimensionieren, die die Antenne über das Filter hinweg an den Ausgangsverstärker eines Sendebands anpasst.

Aufgabe eines Duplexfilters ist es, den Sendepfad (Uplink) vom Empfangspfad (Downlink) eines Frequenzbands zu trennen. Hierfür verwendet man in der Regel Oberflächenwellenfilter (engl. SAW-Filter).



# Duplexfilter

HF-Leitungen im Mobiltelefon bzw. in den darin eingesetzten integrierten Mikrowellenschaltungen (MMICs) werden heute zunehmend symmetrisch, d.h. nicht mehr in klassischer unsymmetrischer 50  $\Omega$ -Technik ausgeführt.

Werden symmetrische Leitungen verwendet, so übernimmt das Duplexfilter zusätzlich zu seiner Funktion als Frequenzseparator meist auch noch die eines Balanced-Unbalanced-Transformers (Balun), der die unsymmetrische Antenne an eine symmetrische Leitung anpasst.



# Duplexfilter

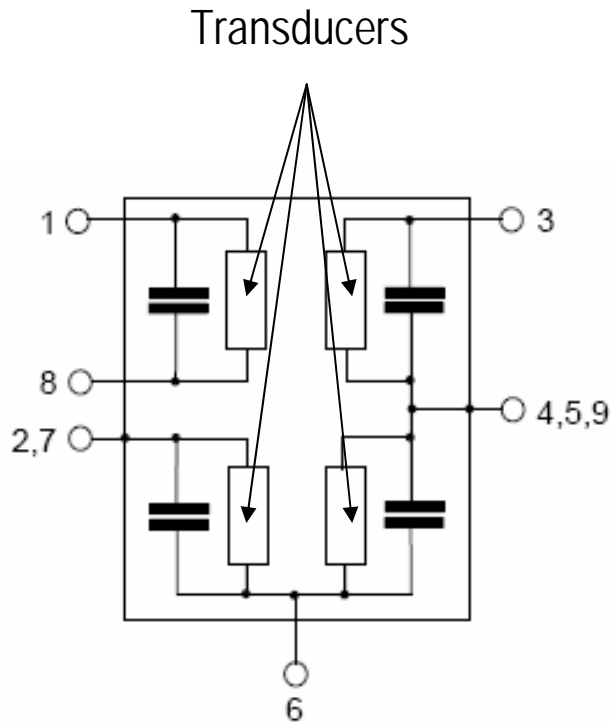
## Aufgabe I.A.1 (4 Punkte)

- Welche Wellenmoden sind auf einer symmetrischen Leitung ausbreitungsfähig?
- Welchen Mode verwendet man zur Übertragung des Nutzsignals?
- Welche Vorteile bieten symmetrische Leitungen gegenüber unsymmetrischen?



# Duplexfilter

Beispiel: Duplexfilter mit unsymmetrischem (auf Masse bezogenem) Tor für den Senderausgang und symmetrischem Tor für den Empfängereingang.

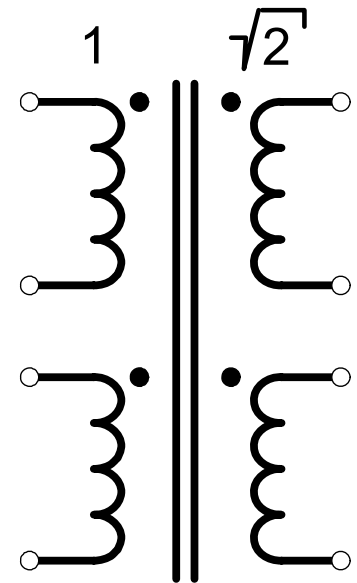


## Pin configuration

3	se. TX Input
1,8	bal. RX Output
6	Antenna
2, 4, 5, 7, 9	Ground

# Duplexfilter

Sie wollen dieses Duplexfilter auf Datenhaltigkeit prüfen. Es ist auf einer Evaluierungsplatine mit koaxialen Buchsen aufgelötet. Der Einfluss dieser Platine kann für die vorliegende Aufgabe als vernachlässigbar angenommen werden. Ihnen steht ein vektorieller Netzwerkanalysator (VNA) mit 4 unsymmetrischen Messatoren zur Verfügung. Um mit dem VNA genaue Streuparametermessungen durchführen können, haben Sie ihn bezüglich der Koaxialstecker der angeschlossenen Messkabel systemfehlerkalibriert. Zusätzlich liegen zwei als ideal anzunehmende Hybridübertrager mit Übertragungsverhältnis  $1:\sqrt{2}$  bereit.



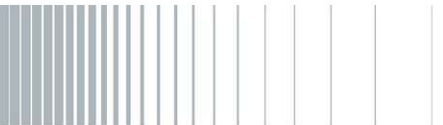
Prinzipschaltbild eines Hybridübertragers

# Duplexfilter

## Aufgabe I.A.2 (7 Punkte)

Zeichnen Sie ein Blockschaltbild des Messaufbaus für die folgende Torzuordnung:

VNA-Messtor	Filtertor	Mode	Bezugsimpedanz
1	Antenna	unsymmetrisch	50 $\Omega$
2	TX Input	unsymmetrisch	50 $\Omega$
3	RX Output	Gegentakt	100 $\Omega$
4	RX Output	Gleichtakt	25 $\Omega$



# Duplexfilter

## Aufgabe I.A.3 (2 Punkte)

Sie stellen fest, dass die gemessene Sperrdämpfung des Duplexfilters zwischen Senderausgang und Empfängereingang im Uplink-Kanal durch das Eigenrauschen des VNA-Empfängers begrenzt ist und daher statt der im Datenblatt angegebenen 50 dB nur 43 dB beträgt. Die Messbandbreite des VNA lässt sich in einer 1/2/5-Stufung zwischen 1 Hz und 10 MHz einstellen. Sie haben am VNA aktuell eine Messbandbreite von 1 MHz gewählt. Auf welchen Wert müssen Sie die Bandbreite mindestens reduzieren, um den spezifizierten Wert der Filter-Sperrdämpfung korrekt messen zu können? Begründung?



# Duplexfilter

Hinweis: Nehmen Sie an, dass bei einer korrekten Messung der durch weißes Rauschen des Empfängers begrenzte Dynamikbereich des VNA um mindestens 6 dB größer ist als die für das Filter spezifizierte Sperrdämpfung. Welche Einstellgröße des VNA können Sie alternativ um wieviel verändern, um den notwendigen Dynamikbereich zur Verfügung zu haben?



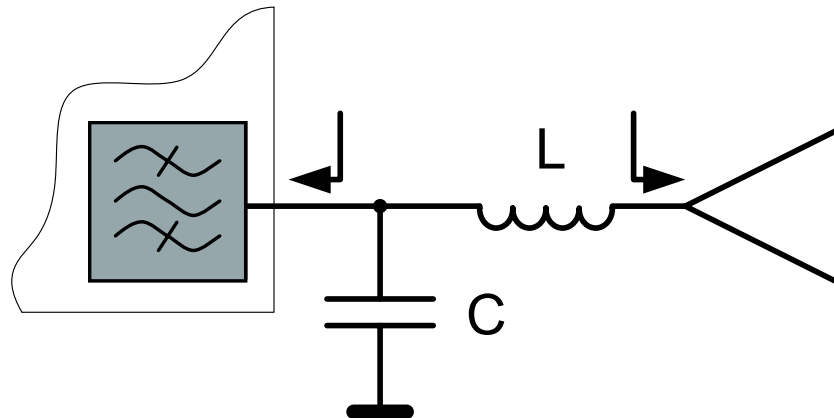
# Antennenanpassung

Kennt man die Eingangsimpedanz des Empfängers im Gegen- und Gleichtaktmode, so lässt sich das Übertragungsverhalten des Duplexfilters im Signalpfad Senderausgang-Antenne mit Hilfe einer Zweitor-Streumatrix  $S_{SA}$  beschreiben. Moderne VNA erlauben es, die extern berechnete Matrix  $S_{SA}$  zu importieren und bei der Messung der Antennenreflexion rechnerisch zu berücksichtigen. Somit erhält man, obwohl man als Messobjekt nur die Antenne an den VNA angeschlossen hat, als Ergebnis dieses „Embedding“ genannten Rechenschritts die Sendetor-Eingangsreflexion des Duplexfilters mit Antenne.



# Antennenanpassung

Bei der Mittelfrequenz 1950 MHz des Uplinks für das LTE Operating Band I hat der (auf  $50 \Omega$  bezogene) Reflexionsfaktor des Sendereingangstors am Duplexfilter den komplexen Wert  $\rho_D = -0,083 - j0,275$ . Sie sollen nun eine LC-Kombination (s. Skizze) dimensionieren, die diese Lastreflexion bei 1950 MHz an die Ausgangsimpedanz  $Z_A = 10 - j5 \Omega$  der Endstufe des Sendezweigs anpasst.



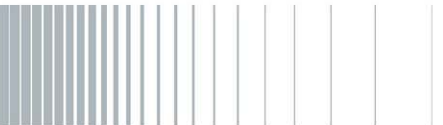
# Antennenanpassung

## Aufgabe I.B.1 (9 Punkte)

Bestimmen Sie durch Rechnung oder grafisch mit Hilfe des Smithdiagramms die Werte der Anpasselemente C und L.

## Aufgabe I.B.2 (3 Punkte)

Um Kosten zu sparen, sollen Sie eine Schaltung entwerfen, die die geforderte Anpassung ohne diskrete Bauelemente mit Hilfe zweier unsymmetrischer, als ideal anzunehmender  $50 \Omega$  - Leitungen bewerkstelligt. Beschreiben Sie eine solche Schaltung qualitativ.



# Aufgabe II: Synthesizerkern

## Aufgabenbeschreibung:

Sie sollen für die nächste Basisstationsgeneration einen neuen Synthesizerkern entwickeln. Zukünftige Basisstationen müssen neben den neuesten Mobilfunkstandards, die unter dem Begriff 3GPP-LTE beschrieben sind, auch die älteren Standards wie z.B. PCS1900 noch bedienen können. Der Synthesizer soll sowohl für den Sende- als auch für den Empfangspfad verwendbar sein, um Entwicklungszeit zu sparen. Um die bei den modernen Modulationsverfahren recht hohen Anforderungen an die Linearität des Systems erfüllen zu können, hat sich Ihr Projektleiter für ein Direct-Conversion-Konzept entschieden.

Die Geräte werden im Freien, z.B. auf Hausdächern eingesetzt, daher beträgt der geforderte Betriebstemperaturbereich  $-35$  bis  $+75^{\circ}\text{C}$ .

# Anforderungen aus den Standards

## Verfügbare Frequenzbänder

Table 1: Frequency Bands according to 3GPP-LTE (FDD)

Operating Band	UL Frequencies UE transmit, Node B receive	DL Frequencies UE receive, Node B transmit
I	1920 - 1980 MHz	2110 - 2170 MHz
II	1850 - 1910 MHz	1930 - 1990 MHz
III	1710 - 1785 MHz	1805 - 1880 MHz
IV	1710 - 1755 MHz	2110 - 2155 MHz
V	824 - 849 MHz	869 - 894 MHz
VI	830 - 840 MHz	875 - 885 MHz
VII	2500 - 2570 MHz	2620 - 2690 MHz
VIII	880 - 915 MHz	925 - 960 MHz
IX	1749.9 - 1784.9 MHz	1844.9 - 1879.9 MHz
X	1710 - 1770 MHz	2110 - 2170 MHz
XI	1427.9 - 1452.9 MHz	1475.9 - 1500.9 MHz
XII	698 - 716 MHz	728 - 746 MHz
XIII	777 - 787 MHz	746 - 756 MHz
XIV	788 - 798 MHz	758 - 768 MHz

# Anforderungen aus den Standards

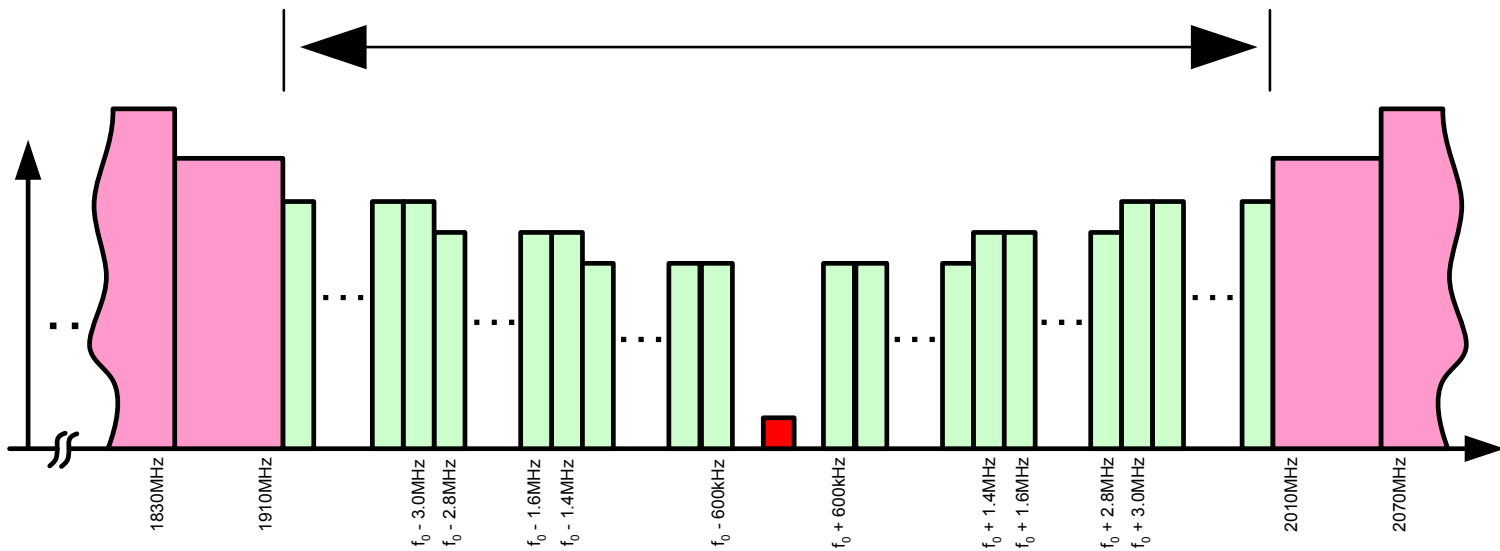
## Frequenzstabilität

Table 2: required frequency stability

<b>Time</b>	<b>Accuracy</b>
<b>within timeslot</b>	$\pm 0.05$ ppm
<b>within 1 day</b>	$\pm 0.2$ ppm
<b>within 1 month</b>	$\pm 0.5$ ppm

# Anforderungen aus den Standards

## Störresistenz (PCS1900)



Picture 1: Blocking Profile for PCS1900

red: desired Signal / Nutzsignal

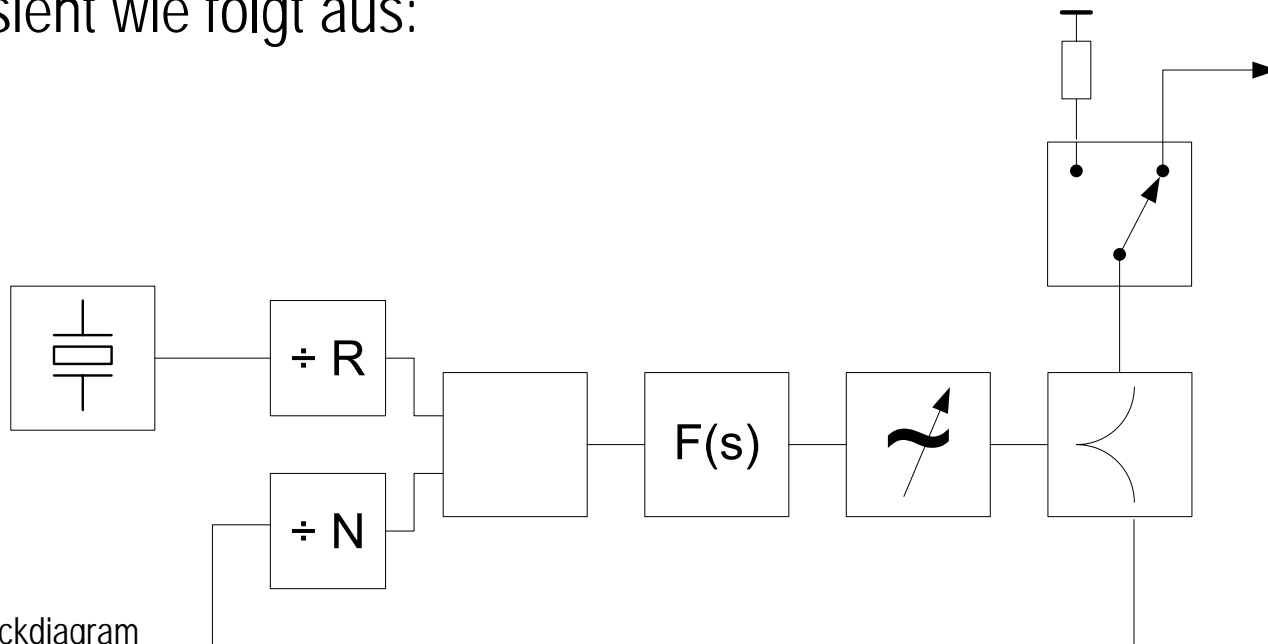
green: possible Interferer / möglicher Störer

light red: Interferer out of band / Störer  
außerhalb des Mobilfunkbandes

# PLL-Konzept

## Aufgabenteil II.A

Sie haben sich nach eingehendem Studium der Anforderungen für ein einschleifiges PLL-Konzept (Phase Locked Loop) entschieden. Das Blockschaltbild sieht wie folgt aus:



Picture 2: PLL-Blockdiagram

# PLL-Konzept

## Aufgabe II.A.1 (3 Punkte):

Das normale Kanalraster  $f_{ch}$  im Mobilfunkbereich beträgt 200kHz, jedoch gibt es einige Bereiche, in denen im 100kHz-Raster gearbeitet wird. Die Ausgangsfrequenzen müssen also im 100kHz-Raster einstellbar sein, von 698-2690MHz. Berechnen Sie die Einstellungen für die PLL-Teiler R und N unter der Annahme, dass es sich um eine Integer-N-PLL handelt und der Referenzquarz auf 20MHz schwingt.

# PLL-Konzept

## Aufgabe II.A.2 (5 Punkte):

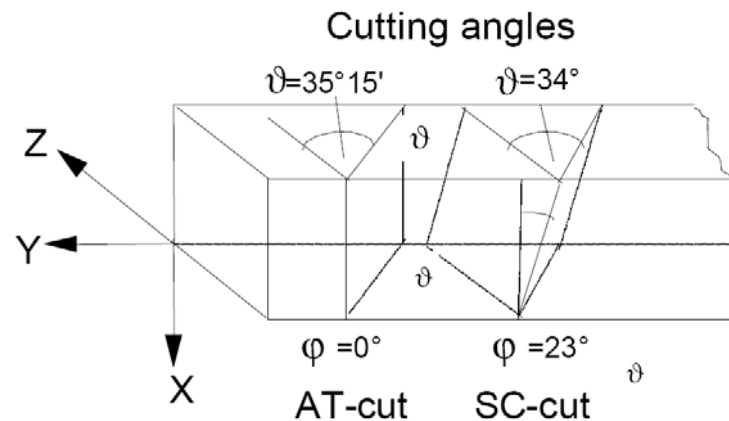
Bei Simulationen stellen Sie fest, dass Sie die Regel-Bandbreite der Schleife auf etwa 10kHz auslegen müssen, damit die Schaltung sauber einschwingt, in allen Betriebsfällen stabil arbeitet und ein Ausgangssignal mit gutem Nebenwellen-Abstand liefert. Leider erreichen Sie damit nicht die gewünschten Umschaltzeiten. Würde es helfen, wenn Sie einen Fractional-N-Teiler im Rückkoppelpfad einsetzen könnten, und welche Nachteile hätte dies? Beschreiben Sie kurz die nötigen Änderungen am Synthesizerkern.



# PLL-Konzept

## Aufgabe II.A.3 (2 Punkte)

Für den Referenzquarz hat Ihr Lieferant AT- und SC-Cut-Quarze im Programm. Auszüge aus den Datenblättern finden Sie auf den nächsten Seiten. Ist die Temperaturstabilität eines der Quarze ausreichend, um die geforderte Frequenzstabilität erreichen zu können?

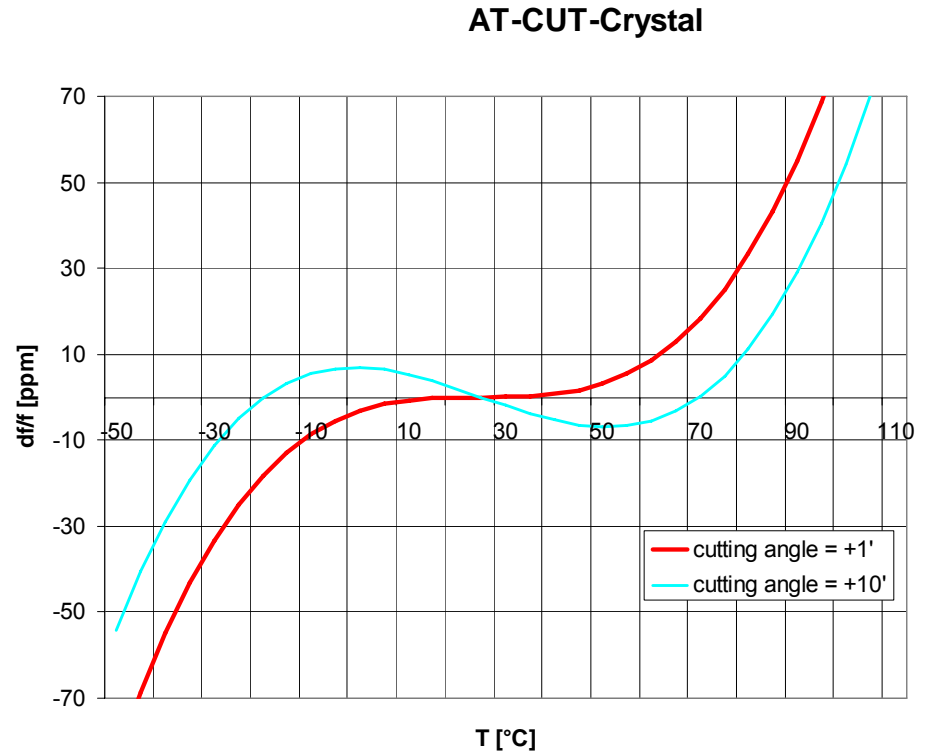


Picture 3: Cutting variants of Quartz Crystal

# Datasheet Crystal No1 (AT-Cut)

## AT-CUT Quartz Crystal

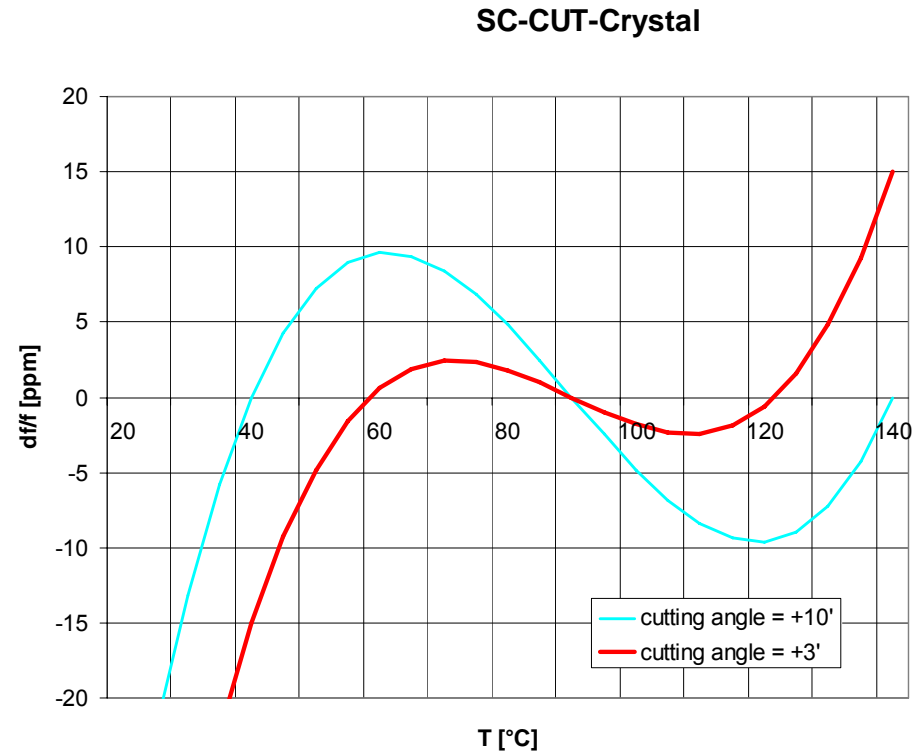
Frequency:	20.0 MHz
Adjustment tol.:	$\pm 3$ ppm
Aging/year:	$2 \times 10^{-7}$
Short term stability:	$5 \times 10^{-10}/10$ s
Quality factor:	$1 \times 10^6$
Temp. Stability:	see diagram
Application:	for use at room temp.



# Datasheet Crystal No2 (SC-Cut)

## SC-CUT Quartz Crystal

Frequency:	20.0 MHz
Adjustment tol.:	$\pm 1$ ppm
Aging/year:	$5 \times 10^{-8}$
Short term stability:	$2 \times 10^{-11}/10$ s
Quality factor:	$1 \times 10^6$
Temp. Stability:	see diagram
Application:	for use at high temp.



# PLL-Konzept

## Aufgabe II.A.4 (5 Punkte):

Überlegen Sie sich Maßnahmen, um mit geringem Aufwand (~ 10€) mit einem der beiden Quarze die Vorgaben erfüllen zu können.

Welchen der beiden Quarze würden Sie verwenden (Begründung)?



# Phasenrauschen

## Aufgabenteil II.B

Ein Synthesizer erzeugt leider kein lupenreines Ausgangssignal. Das Ausgangssignal schwankt über Frequenz und Amplitude ein klein wenig. Die Frequenzschwankung kann man auch als Phasenschwankung betrachten, ganz ähnlich wie Frequenz- und Phasenmodulation zusammenhängen. Bei einem Synthesizer spricht man daher von Phasenrauschen (Phasenoise = PN). Es wird in dBc/Hz angegeben, die Rauschleistung wird also auf eine Bandbreite von 1Hz bezogen.

Im Empfänger verursacht dieses Phasenrauschen, dass auch Frequenzbereiche außerhalb der eigentlichen LO-Frequenz ins Nutzband herabgemischt werden, was das Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) des Nutzsignales verschlechtert.

Folgende Grafik verdeutlicht das Problem:

# Phasenrauschen

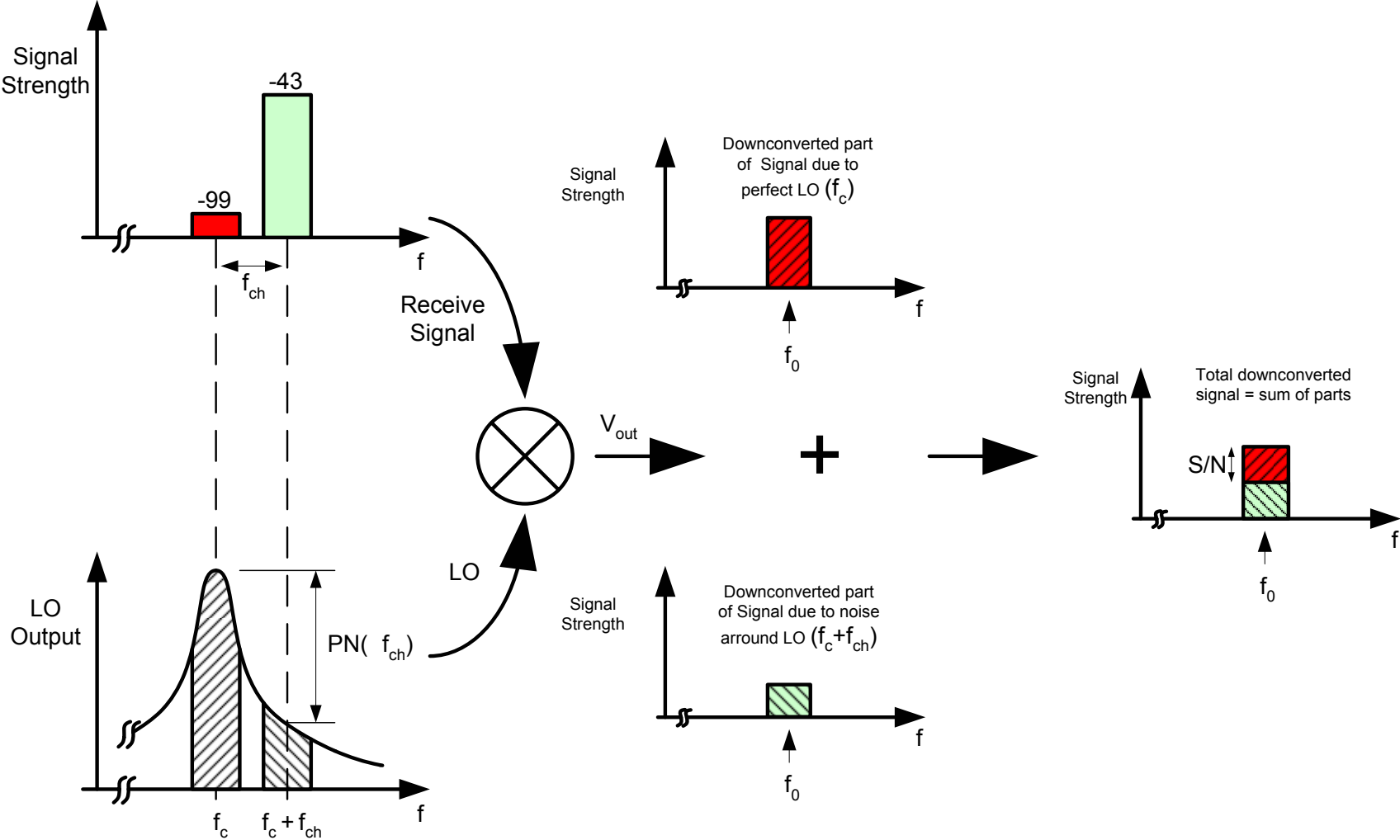


Figure 4: Reciprocal mixing of phase noise

# Phasenrauschen

## Aufgabe II.B.1 (7 Punkte)

Berechnen Sie wie groß das Phasenrauschen des Synthesizers sein darf, um für PCS1900 (vgl. Picture1) keine Probleme hinsichtlich des zuvor beschriebenen Effektes zu bekommen. Nehmen Sie dazu an, daß für PCS1900 ein minimaler Signal-Rauschabstand S/N von 9dB gefordert wird.

**Hinweis:** Da das Phasenrauschen auf 1Hz Bandbreite bezogen angegeben wird (dBc/Hz), die Kanalbandbreite bei PCS1900 aber 200kHz beträgt, müssen Sie bei der Leistungsberechnung den Zusammenhang

$$C/N = PN + 10\log(200\text{kHz})$$

berücksichtigen.

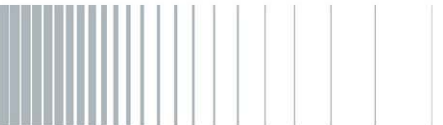
# Phasenrauschen

## Aufgabe II.B.2 (3 Punkte)

Nach welcher Beziehung hängt das Phasenrauschen des Referenzquarzes und das Phasenrauschen des kompletten Synthesizers zusammen?

Hat das Breitbandrauschen des Referenzquarzes auch einen Einfluss auf das Breitbandrauschen des gesamten Synthesizers?

Berücksichtigen Sie die Ergebnisse aus Teil A

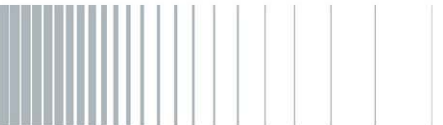


# Aufgabe III: Produktionstest Leistungsverstärker

## Aufgabenbeschreibung

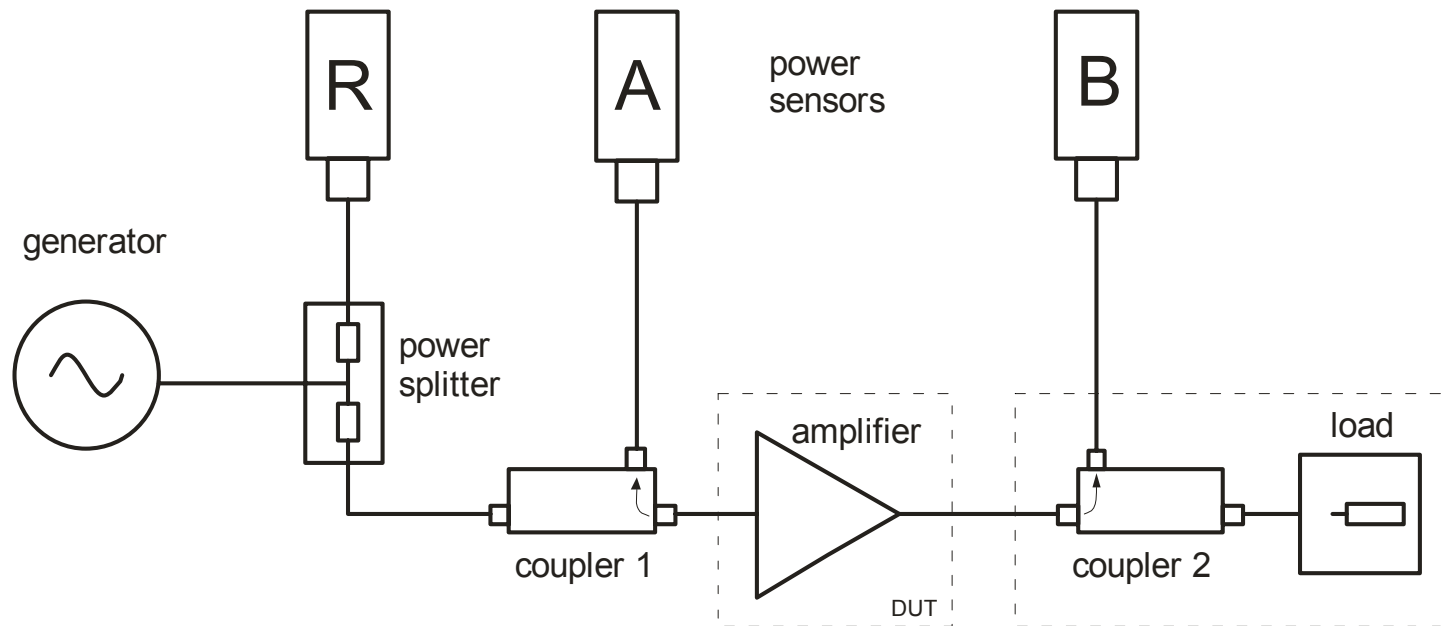
Eine benachbarte Abteilung bittet Sie, am Entwurf einer Fertigungseinrichtung für eine LTE-Basisstation mitzuarbeiten. Dazu gehört die Charakterisierung des HF-Leistungsverstärkers in Bezug auf dessen eingangsseitige Anpassung, Verstärkung und Ausgangsleistung. Die Kenntnis dieser Größen ist - neben einigen anderen - für die einwandfreie Funktion wesentlich.

Im Mittelpunkt der Aufgabenstellung stehen Analysen zur Messunsicherheit. Die Ergebnisse werden zur Auswahl von Genauigkeitsbestimmenden Komponenten benötigt, und Sie entscheiden darüber, ob das Systemkonzept ausreichend ist.



# Messanordnung

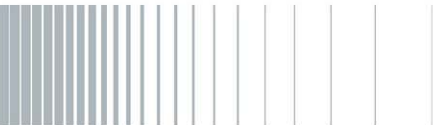
Die Charakterisierung soll mit dem folgenden skalaren Messaufbau erfolgen:



# Messanordnung

Als Quelle kommt ein Signalgenerator hoher spektraler Reinheit zum Einsatz, dessen Ausgangssignal über einen Power Splitter sowohl dem Messobjekt als auch einem als Referenz dienenden Leistungssensor zugeführt wird. Am Verstärkereingang ist ein Richtkoppler in den Signalpfad geschaltet, der einen Teil der reflektierten Welle auskoppelt und zur Auswertung einem Leistungssensor zuführt.

Das Ausgangssignal des Verstärkers wird einer künstlichen Last zugeführt, wobei ein Teil der austretenden Welle ausgekoppelt und mit dem Leistungssensor B gemessen wird.



# Systemgleichungen

## Aufgabe III.A (5 Punkte)

Geben Sie für diesen Messaufbau an, wie die eingangsseitige Anpassung  $|S_{11}|$ , die Verstärkung  $|S_{21}|$  und die Ausgangsleistung  $P$  des Verstärkers aus den Messwerten der Leistungssensoren und den Koppeldämpfungen der Richtkoppler 1 und 2 berechnet werden können.

Vernachlässigen Sie in den Gleichungen alle Weiteren, die Messung beeinflussenden, Größen wie z.B. die Unsymmetrie des Power Splitters, Fehlanpassungen an der Schnittstelle zweier Komponenten, die Durchgangsdämpfung der Richtkoppler oder die Messunsicherheit der Leistungssensoren.

# Eingangsanpassung

## Aufgabe III.B (10 Punkte)

Bei der skalaren Messung der Anpassung ist die Direktivität des verwendeten Richtkopplers bestimmend für die Genauigkeit des Messergebnisses. Beschreiben Sie diesen Einfluss quantitativ und beantworten Sie die folgende Frage: Wie groß muss die Richtwirkung von Richtkoppler 1 mindestens sein, damit Verstärker mit einem eingangsseitigen  $VSWR \geq 2.0$  mit 100 %iger Sicherheit als Ausschuss erkannt werden und alle Verstärker mit einem  $VSWR \leq 1.7$  den Test bestehen?

Hinweis: Bei den angegebenen Zahlenwerten soll es sich um die tatsächlichen Anpassungen und nicht um Messwerte handeln. Analog zu Aufgabenteil A sollen alle sonstigen Einflussgrößen vernachlässigt werden.

# Ausgangsleistung

## Aufgabenteil III.C

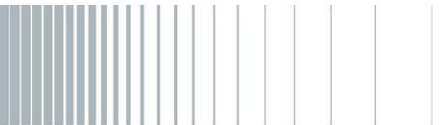
Leistungsverstärker in Basisstationen unterliegen strengen Anforderungen hinsichtlich ihrer Ausgangsleistung (an  $50 \Omega$ ). Aus diesem Grund ist es erforderlich, diese möglichst genau zu bestimmen, zumindest aber die Höhe der Messunsicherheit zu kennen. Für den vorliegenden Messaufbau müssen folgende Einflussgrößen berücksichtigt werden:

- Fehlanpassung am Verstärkerausgang
- Unsicherheit der Koppeldämpfung von Richtkoppler 2
- Messunsicherheit des Leistungssensors B

Folgende Informationen stehen dazu aus Messungen und Datenblattangaben zur Verfügung:

# Ausgangsleistung

- Die ausgangsseitige Anpassung des Verstärkers ist durch ein VSWR von 1.6 gekennzeichnet, wobei die Phase des Reflexionskoeffizienten als gleichverteilt angenommen werden kann.
- Der Betrag des Reflexionskoeffizienten am Eingang des Richtkopplers wurde bei angeschlossener künstlicher Last mit 0.051 gemessen.
- Die Koppeldämpfung wurde mit  $(30.06 \pm 0.07)$  dB bestimmt.
- Für den Leistungssensor kann eine maximale Messabweichung von  $\pm 0.081$  dB angenommen werden.



# Ausgangsleistung

## Aufgabe III.C.1 (7 Punkte)

Aufgrund der Fehlanpassung der künstlichen Last gibt der Verstärker beim Test eine andere Leistung ab als an einer ideal angepassten Last ( $50 \Omega$ ). Berechnen Sie die mögliche Maximalabweichung in % und in dB und erweitern Sie bitte die entsprechende Systemgleichung aus Aufgabenteil A.

## Aufgabe III.C.2 (3 Punkte)

Berechnen Sie, um wieviel die (indirekt) gemessene Verstärkerleistung im ungünstigsten Fall (worst case) vom tatsächlichen Wert (an  $50 \Omega$ ) abweichen kann. Berücksichtigen Sie dazu die in der Aufgabenstellung genannten drei Einflussgrößen.

# Übung IV: MIMO Basisbandcodierung

## Beschreibung:

Sie wurden gebeten, das Basisbandteam Ihrer Gruppe für Mobilstationen dabei zu unterstützen, einen Weg zu finden, um die Downlink-Datenrate des Endnutzers zu maximieren. Um dies zu erreichen, können in der Basisstation (eNodeB) sowie in Ihrem Endnutzergerät mehrere Antennen verwendet werden. Der physische Abstand zwischen den Endnutzerantennen kann mehrere Wellenlängen betragen, da Ihre Einrichtung zur Verwendung im Umfeld eines Laptopcomputers bestimmt ist.

Um Ihre Entwurfsziele zu erreichen, analysieren Sie im ersten Schritt die theoretische Kanalkapazität (Shannon-Kapazität) Ihres MIMO-Kanals, und im zweiten Schritt entwerfen Sie Sender- und Empfängerkanal-Matrizen, die in einer realen Umgebung verwendet werden können.

# Kapazität des Einzelnutzer-MIMO

## Aufgabe IV.A:

Gegeben sei  $\underline{y}$ , ein empfangener Vektor von  $N$  Elementen, wobei  $N$  der Anzahl der Empfängerantennen in einem Einzelnutzer-MIMO-System entspricht:

$$\underline{y} = \underline{x} + \underline{n}$$

wobei  $\underline{x}$  der Signalanteil und  $\underline{n}$  das weiße Gauß'sche Rauschen ist. Es wird angenommen, dass alle Signale Mittelwert Null und eine Gauß'sche Verteilung haben.

Die Kanalkapazität  $C$  [Bit/Hz] kann bestimmt werden mit

$$C = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \log_2 \left( 1 + \frac{\sigma_{x_i}^2}{\sigma_n^2} \right)$$

unter Annahme Gauß'scher Verteilung und unkorrelierter Ausgangs-Streams ( $\underline{y}$ ), was gleichbedeutend mit Unabhängigkeit ist.

$\sigma_{x_i}^2$  ist die mittlere Leistung des empfangenen Signalanteils der Antenne  $i$ .

$\sigma_n^2$  ist die mittlere Rauschleistung.

# Kanalkapazität

## Aufgabe IV.A.1 (1 Punkt)

Nehmen Sie jetzt an, dass ein Betrag der Leistung  $P_T$  gleichmäßig auf alle Antennen von  $\underline{x}$  verteilt werden kann (nur realistisch, wenn die Kanalmatrix  $H$  eine diagonale Einheitsmatrix ist)

Wie hoch ist unter der Annahme  $\frac{P_T}{\sigma_n^2} = 1000$ , d.h. 30 dB die maximal erreichbare Rate [Bit/Hz], falls 1 Antenne verwendet wird?

## Aufgabe IV.A.2 (1 Punkt)

Wie viel erhalten wir, wenn wir 2 Antennen mit gleicher Leistungsverteilung

$\sigma_{x_1}^2 = \sigma_{x_2}^2 = \frac{P_T}{2}$  verwenden?

# Kanalkapazität

## Aufgabe IV.A.3 (2 Punkte)

Wie viel Kapazitätsgewinn würden Sie zwischen den beiden vorhergehenden Szenarien erwarten, wenn  $\frac{P_T}{\sigma_n^2} \rightarrow \infty$  ?

## Aufgabe IV.A.4 (1 Punkt)

Versuchen Sie es jetzt mit  $N = 4$  Antennen unter der Annahme

$$\sigma_{x_1}^2 = \sigma_{x_2}^2 = \sigma_{x_3}^2 = \sigma_{x_4}^2 = \frac{P_T}{4}$$

Wie hoch wäre die erreichbare Rate mit  $\frac{P_T}{\sigma_n^2} = 30\text{dB}$ , und wie hoch ist der

asymptotische Gewinn ( $\frac{P_T}{\sigma_n^2} \rightarrow \infty$ ), verglichen mit dem Fall mit

1 Antenne?

# Kanalkapazität

## Aufgabe IV.A.5 (2 Punkte)

Wie hoch wäre in diesem Fall (4 Antennen) die erreichbare Rohdatenrate [Bit/s], wenn wir ein LTE-Signal haben, das in einen Kanal mit  $BW = 20$  MHz passt, eine OFDM-FFT-Größe von 2048 Trägern hat, von denen 1200 für Daten genutzt werden können, und eine FFT-Abtastrate von  $f_s = 30,72$

MHz verwendet? ( $\frac{P_T}{\sigma_n^2} = 30$  dB)

## Aufgabe IV.A.6 (1 Punkt)

Nennen Sie 2 in LTE Downlink verfügbare Modulationen.

# Kanalkapazität

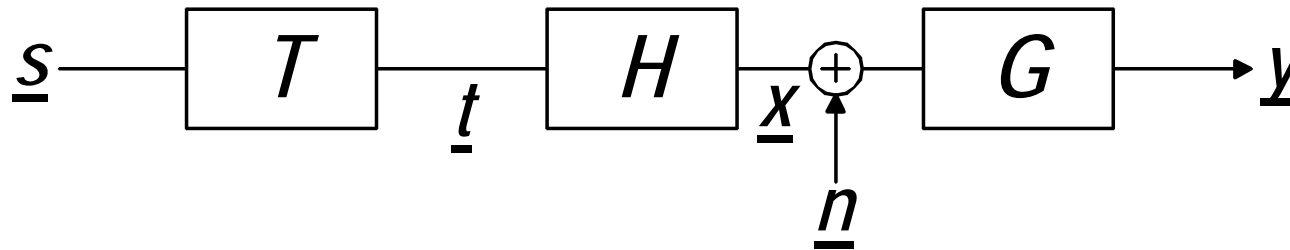
## Aufgabe IV.A.7 (1 Punkt)

Bis jetzt haben wir die theoretisch erreichbaren Maximalraten unter Annahme einer Gauß'schen Verteilung analysiert. In realen Ausführungen können nur quantisierte Konstellationen benutzt werden.

Welchen Einfluss hat das Vorliegen quantisierter Konstellationen, anstelle einer kontinuierlichen Gauß'schen Verteilung?



# Entwurf der Sende- und Empfangsmatrix für Downlink LTE MIMO



$\underline{s}$ : Eingangsvektor der Größe  $s$ , wobei  $s$  der Anzahl der Streams entspricht.  $s$  wird als Anzahl der Eingangs-Streams, Sendeantennen und Empfangsantennen angenommen.

Nehmen Sie an, alle Symbole seien unkorreliert.  $T$  ist die zu entwerfende Sendematrix, um die Datenrate zu maximieren, die unter der Annahme einer Gauß'schen Verteilung mit Mittelwert Null erreicht werden kann. Es gibt eine Einschränkung der Sendeleistung:  $E\{\underline{t}^H \underline{t}\} = P_T = \sum P_i$

$\underline{t}$  stellt den Sendevektor dar,  $\underline{t}^H$  ist die Hermitesche von  $\underline{t}$ ,  $E\{\underline{t}^H \underline{t}\}$  ist der Erwartungswert von  $\underline{t}^H \underline{t}$ .

# Matrixentwurf

## Aufgabe IV.B

Die SVD (single value decomposition - Singulärwertzerlegung) der Kanalmatrix  $H$  ist definiert als

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$$

Wir schlagen die folgende Sendematrix

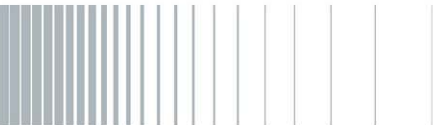
$$\mathbf{T} = \mathbf{V}\mathbf{P}^{1/2}$$

und die folgende Empfangsmatrix

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}^H$$

vor, um die Ausgangs-Korrelationsmatrix zu diagonalisieren.

$\mathbf{P}$  ist die Diagonalmatrix aus Elementen  $P_i$ .  $P_i$  ist die der Antenne  $i$  zugeordnete Leistung.



# Matrixentwurf

Die maximal erreichbare Rate [Bit/Hz] ist

$$C = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^s \log_2 \left( 1 + \frac{P_i}{\sigma_n^2} \lambda_i \right)$$

$\lambda_i$ : Eigenwerte der Diagonalmatrix  $D$ .

und  $\sum_{i=1}^s P_i = P_T$

$P_i$  muss so gewählt werden, dass  $C$  unter Einhaltung der Leistungsbeschränkung maximiert wird. Das kann durch Anwenden des Lagrange-Verfahrens auf die obige Formel erreicht werden. Das Ergebnis ist:

$$P_i = P_T \left( \frac{1}{s} + \left( \frac{\sigma_n^2}{P_T} \right) \left( \frac{1}{s} \sum_{j=1}^s \frac{1}{\lambda_j} - \frac{1}{\lambda_i} \right) \right)$$

# Matrixentwurf

## Aufgabe IV.B.1 (5 Punkte)

Nehmen Sie einen 2x2-MIMO-Kanal an mit

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,98995 & 0,98995 \\ 0,56569 & -0,56569 \end{bmatrix}$$

$$s = 2;$$

LTE definiert die folgenden Codebooks für 2x2 MIMO:

$$0: \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 1: \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad 2: \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$$

Berechnen Sie die SVD von  $\mathbf{H}$ .

# Matrixentwurf

## Aufgabe IV.B.2 (1 Punkt)

Ermitteln Sie  $\lambda_1$  und  $\lambda_2$ .

## Aufgabe IV.B.3 (1 Punkt)

Finden Sie die optimale Leistungsverteilung unter der Annahme

$$\frac{P_T}{\sigma_n^2} = 30\text{dB}$$

## Aufgabe IV.B.4 (1 Punkt)

Welches ist die Auswirkung eines hohen  $\frac{P_T}{\sigma_n^2}$  auf die

Leistungsverteilungen?

## Aufgabe IV.B.5 (1 Punkt)

Ermitteln Sie die maximal erreichbare Rate [Bit/Hz] auf Grundlage der Leistungsverteilungen.

# Matrixentwurf

## Aufgabe IV.B.6 (2 Punkte)

Ermitteln Sie  $T$  und  $G$ , wobei die Leistungsverteilungen die Einschränkung von B4 beachten.

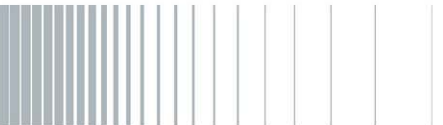
## Aufgabe IV.B.7 (2 Punkte)

Welche Codebook-Nummer kann als  $T$  verwendet werden?

Tipp: Ein Phasenversatz von Sendeantennen beeinflusst nicht die Kapazität und daher die Optimalität.

## Aufgabe IV.B.8 (3 Punkte)

Bitte erklären Sie die Vor- und Nachteile der Verwendung von Codebooks anstelle von frei konfigurierbaren Sendematrizen.



# Und los geht's!

Wir wünschen Ihnen viel Spaß und Erfolg beim Lösen der gestellten Aufgaben.

## Ein kleiner Hinweis:

Die Aufgaben sind mathematisch nicht schwierig! Der Schlüssel zum Erfolg ist vielmehr das Verständnis der Zusammenhänge.

