

# Multi-Standard Mobilfunk-Empfänger mit Software-Radio Architektur

Dr. Bernd Friedrichs  
Bosch Telecom GmbH, D-71522 Backnang, Germany  
e-mail: friedr@bk.bosch.de

**Zusammenfassung:** Flexible Multi-Standard Terminals (MST) für Mobilfunk gewinnen momentan stark an Attraktivität, insbesondere wenn damit nicht nur verschiedene Standards der gegenwärtigen Generation wie beispielsweise GSM, DCS oder DECT verarbeitet werden können, sondern auch die grundsätzliche Eignung für den zukünftigen UMTS-Mobilfunk nachgewiesen wird. Mit einer aufwandsgünstigen Realisierung derartiger universeller Terminals eröffnet sich dann gleichzeitig ein evolutionärer Pfad von der zweiten zur dritten Mobilfunk-Generation.

Seit einiger Zeit wird der Begriff Software-Radio intensiv diskutiert [4, 6]. Die Kernstrategie für den Transceiver besteht darin, die A/D- und D/A-Wandler so nah wie möglich an der Antenne zu platzieren, um dadurch den analogen Teil so weit wie möglich zu vereinfachen. Die meisten Operationen im Transceiver können dann mit flexibler programmierbarer digitaler Signalverarbeitung erfolgen. Dies ist die notwendige Voraussetzung, um die Option auf einen Software-Download via Luftschnittstelle für umkonfigurierbare und adaptive Terminals zu ermöglichen [1].

Die Machbarkeit eines Software-Radio MST entscheidet sich im wesentlichen im Bereich der Schnittstelle zwischen dem analogen und dem digitalen Teil. In diesem Artikel werden eine Reihe von wichtigen Trade-offs dargestellt, deren Optimierung unter sorgfältiger Beachtung der heute bzw. zukünftig verfügbaren Technologie zu realisierbaren Terminals mit hoher Flexibilität führt. Die Arbeiten finden statt im Rahmen des ACTS-Projektes FIRST (Flexible Integrated Radio System Technology).

## 1 Software-Radio Architektur

Ein traditionelles MST wie im linken Teil von Bild 1 dargestellt mag eine gemeinsame Antenne und eine gemeinsame Bedienoberfläche haben, aber jeder der  $N$  zu prozessierenden Standards ist mit einem eigenen Empfänger- wie auch Sendezweig aufgebaut. Das führt natürlich zu untragbar aufwendigen Empfängern, insbesondere wenn  $N$  groß ist. Ferner erfolgt die Demodulation analog und die Abtastung danach im Tiefpaßbereich, so daß der A/D-Wandler und die digitale Signalverarbeitung relativ einfach ausfallen.

Die Idee des Software-Radio Konzeptes ist es nun, den analogen Teil so einfach wie möglich zu gestalten, um die meisten Operationen mit flexibler digitaler Signalverarbeitung zu realisieren [6]. Die Abtastung sollte möglichst weit vorne an der Antenne erfolgen wie im rechten Teil von Bild 1 dargestellt, aber eine Abtastung im HF-Bereich ist bei 2 GHz natürlich nicht möglich [8]. Es wird also in einer möglichst hohen Zwischenfrequenz abgetastet und dann digital ins Basisband geschoben. Die ganze digitale Signalverarbeitung wird realisiert in einer hochflexiblen DSP Struktur, im Idealfall wird die notwendige Software für

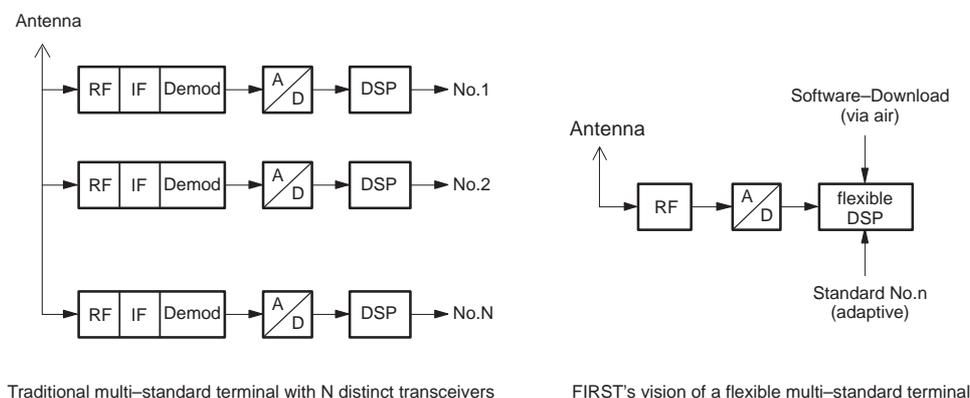


Bild 1. Alternative MST Architekturen

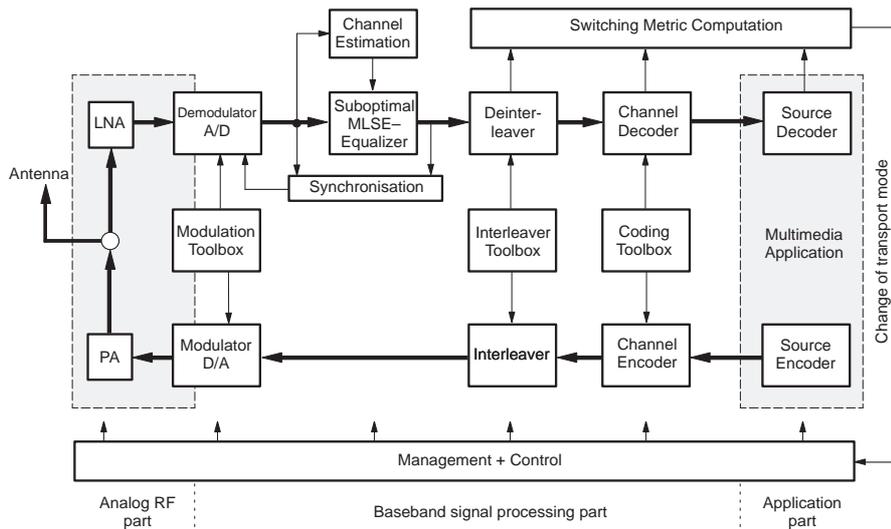
einen speziellen Standard aus einem im Terminal vorhandenen Speicher geholt oder auch über die Luft vom Netzbetreiber geladen.

## 2 Luftschnittstellen von ATDMA, DCS/GSM and DECT

Das MST wird zunächst auf drei verschiedene Standards ausgelegt, nämlich DCS und DECT als Vertreter der zweiten Generation und ATDMA [7] als Kandidat für UMTS. DCS bei 1800 MHz ist technisch weitgehend mit GSM bei 900 MHz identisch. Nach Tabelle 1 ist eine gemeinsame Beschreibung der verschiedenen Luftschnittstellen möglich, d.h. durch Änderung einiger weniger Parameter geht ein Übertragungsverfahren in das andere über – zumindest im Prinzip, abgesehen von Realisierungsfragen.

	ATDMA				DCS/GSM	DECT
	Long Macro Cell	Short Macro Cell	Micro Cell	Pico Cell		
Cell radius max. [Km]	35	20	1	0.1	8 / 35	0.3
Uplink band [MH ]	1920 – 1980				1710 – 1785 <sup>1</sup>	1880 – 1900
Downlink band [MH ]	2110 – 2170				1805 – 1880 <sup>1</sup>	1880 – 1900
Duplex scheme	FDD (and TDD)				FDD and TDD	TDD
Carrier spacing [KH ]	276.92		1107.69		200	1728
Symb.rate per arr.[Ksymb/s]	360	225	900		270.833	1152
Modulation scheme	GMSK	offset 4 or 16 -QAM			GMSK	GFSK
Bit per complex Symbol	1	2 or 4			1	1
Spe tral rate <sup>3</sup> [Symbol/s/H ]	1.30	0.81			1.35	0.67 (x2)
[Bit/s/H ]	1.30	1.625 or 3.250			1.35	0.67 (x2)
Frame duration [ms]	5				4.615	10
Slots per frame	15	9	36		8	12 (x2)
Slot duration [μs]	333	556	139		577	416
Codebit rate per slot [Kbit/s]	13.2	26.4 <sup>4</sup>		34.4 <sup>4</sup>	22.8 (full) 11.4 (half)	32.0
Max. odebite rate <sup>5</sup> per arrier [Kbit/s]	198	237.6 <sup>4</sup>	950.4 <sup>4</sup>	1238.4 <sup>4</sup>	182.4	384
<sup>1</sup> ) DCS. For GSM: UL 880-915 MH , DL 925-960 MH , Tx/Rx spa ing 45 MH <sup>2</sup> ) 1 slot allo ated <sup>3</sup> ) w.r.t. arrier spa ing <sup>4</sup> ) 4-QAM assumed <sup>5</sup> ) all slots allo ated						

Tabelle 1. Wichtige P

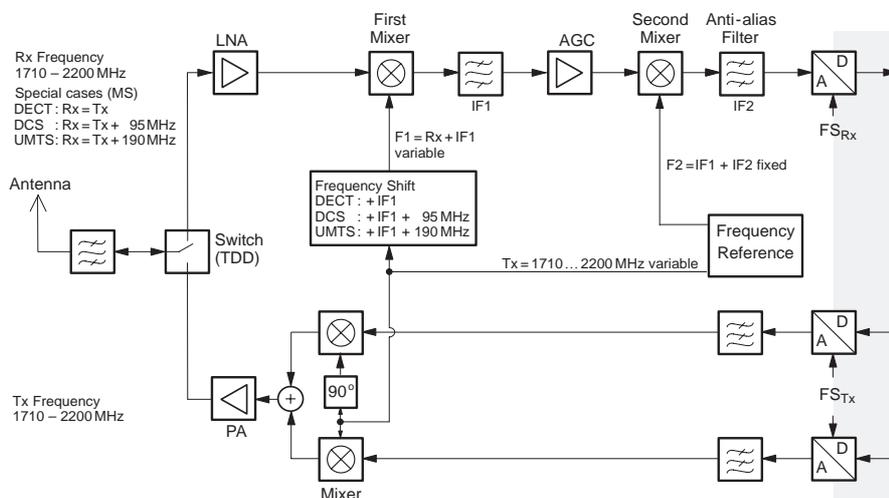


**Bild 2.** Prinzipielle Struktur eines flexiblen MST

Die Blöcke aus Bild 2 werden nun von links nach rechts durchgehend genauer betrachtet, also beginnend bei der Trennung von Sende- und Empfangszweig. Aufgrund der ziemlich wirren Abfolge von Sende- und Empfangsbändern in einem Bereich von 500 MHz (siehe Tabelle 1) erscheint eine Richtungstrennung per Duplexer als unrealistisch, da die Sperrdämpfung der Filter extreme 120...140 dB erreichen muß, und ferner tritt ein Verlust von 3 dB im Sendezweig und ein Anwachsen des Rauschens um 3 dB im Empfangszweig auf. Somit erfolgt die Richtungstrennung per Schalter, d.h. es wird zwingend TDD-Operation vorausgesetzt. Bei TDMA-Systemen können dann je nach erwünschter Datenrate einem Teilnehmer von einem Zeitschlitz (slot) angefangen bis zur Hälfte aller Zeitschlitz pro Rahmen (frame) zugewiesen werden.

Bild 3 zeigt eine grobe Übersicht zum analogen Front-End. Mit Tx und Rx werden Sende- und Empfangsfrequenz bezeichnet, deren Abstand 0 bzw. 95 bzw. 190 MHz beträgt. Für den Sender erscheint eine direkte Hochmischung ohne Zwischenfrequenz sinnvoll. Die I- und Q-Komponenten des Signals liegen unten rechts im Bild nach der Modulation und Impulsformung mit einer Überabtastrate an, so daß nach dem D/A-Wandler eine relativ einfache Tiefpaßfilterung ausreicht. Der D/A-Wandler benötigt zur Einhaltung der Frequenzmaske mit 71 dB Dynamik [2] eine Auflösung von 12 Bit. Mit einer 8-fach Überabtastrung resultiert eine maximale Wandlerrate von etwa 10 MHz. Der analoge Mischer muß sehr genau realisiert werden, damit beispielsweise nur geringe Trägerreste verbleiben. Der PA soll natürlich einen hohen Wirkungsgrad haben. Dabei wirkt sich das Modulationsverfahren stark aus, bei konstanter Enveloppe sind nichtlineare Verstärker möglich, bei QAM bzw. offset-QAM sind dagegen höhere Linearitätsforderungen zu stellen.

Für die Sendefrequenz wird eine hohe Genauigkeit von etwa 0.05 ppm gefordert, die mit üblichen Synthesizern nicht erreichbar ist. Deshalb muß die Trägerfrequenz empfangsseitig präzise geschätzt werden,



**Bild 3.** Analoger Teil des Transceivers

um daraus die sendeseitige Referenz zu gewinnen. Übrigens sind bei den Mobilfunksystemen alle auftretenden Frequenzen über einfache Teilverhältnisse miteinander verknüpft, z.B. hat man mit dem Träger dann auch zugleich den Takt, und man braucht nur eine einzige Referenz.

Bei einem flexiblen MST muß jede mögliche Trägerfrequenz erzeugbar sein, was eigentlich eine sehr feine Schrittweite für Tx erfordern würde. Allerdings kann Tx grob quantisiert werden, sofern eine komplexe Drehung im digitalen Teil vorausgeht, die eine Frequenzverschiebung realisiert. Je größer die Überabtastrate und je kleiner die Bandbreite ist, desto größer kann diese digitale Verschiebung bzw. die Schrittweite für Tx ausfallen. Bei den Zahlenwerten hier ist eine Schrittweite von etwa 1 MHz möglich ohne zu harte Anforderungen an den analogen Tiefpaß zu stellen.

## 4 Analoger Teil des Empfangszweiges

Die Abtastung im Empfangszweig ist mit heutiger Technologie auf maximal 100 MHz beschränkt [8], obgleich sich mit niedrigeren Werten höhere Auflösungen erzielen lassen. Als geeignet erweist sich eine Struktur mit zwei Zwischenfrequenzen (IF, intermediate frequency): Ein hohes IF1 zur Spiegelfrequenzunterdrückung und niedriges IF2 zur selektiven Filterung. Bild 4 zeigt dazu eine genauere Aufgliederung des Empfangspfades.

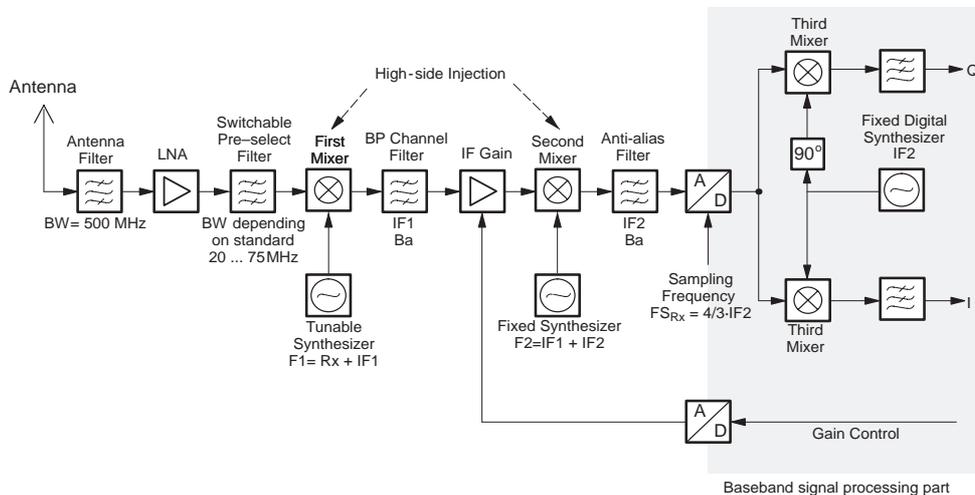
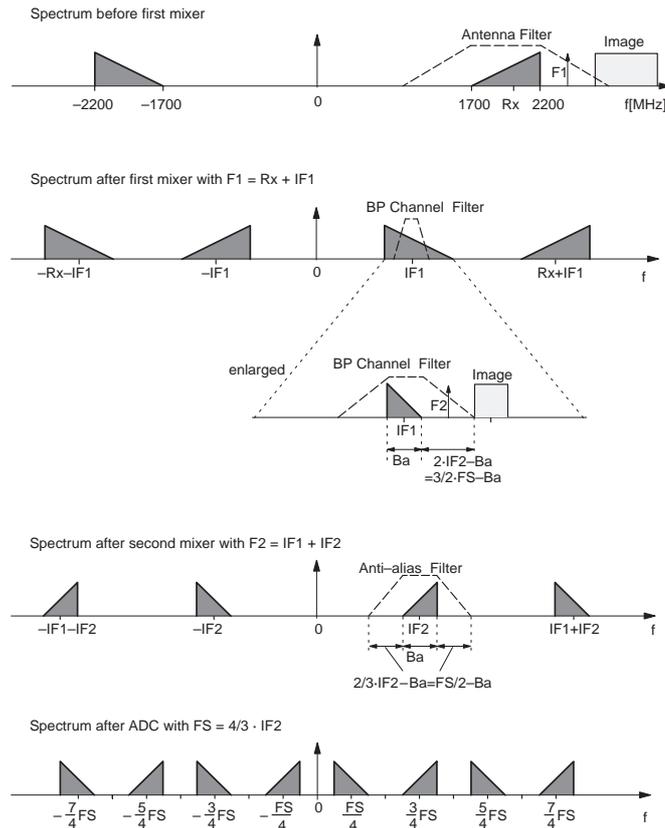


Bild 4. Empfangszweig

Das Eingangsfilter ist rund 500 MHz breit, sofern es nicht als Tracking Filter ausgeführt wird. Nach dem Eingangsverstärker könnte optional noch eine weitere Filterung erfolgen, um auf das standardspezifische Band einzunengen. Der erste Mixer erzeugt ein IF1 von knapp 400 MHz (der genaue Wert ist von sekundärer Bedeutung). Das Bandpaßkanalfilter und entsprechend auch das Anti-Alias Filter bei IF2 nach dem zweiten Mischer haben einen Durchlaßbereich, der auf die maximal zu verarbeitende Bandbreite ausgelegt ist, entsprechend dem DECT Standard also etwa  $BW=1.5$  MHz.

Wesentlich wichtiger als IF1 ist die genaue Wahl von IF2, die etwa im Bereich zwischen 5 und 30 MHz liegen sollte. Zwischen der Abtastrate  $FS$  und IF2 sollte wie angegeben ein festes Verhältnis mit dem Faktor  $4/3$  bestehen, weil dadurch der dritte digitale Mixer quasi trivial wird, der digitale Demodulator mutiert dann nämlich zu einem einfachen Umschalter zwischen I und Q. Es erfolgt also eine Unterabtastrung, d.h.  $FS$  ist nicht doppelt so hoch wie die höchste Eingangsfrequenz des Abtasters [3, 4, 5].

Bild 5 vermittelt einen Überblick zu den auftretenden Spektren im Empfangszweig. Die erste Zeile zeigt das Spektrum des Empfangssignals von 500 MHz Breite, die zweite Zeile das Spektrum nach dem ersten Mixer, wobei hier  $IF1=371$  MHz angenommen wird. An die Vorselektion werden keine besonders steilflankigen Ansprüche gestellt, zu unterdrücken ist natürlich die Spiegelfrequenz bei etwa 3000 MHz. Die dritte Zeile ist nur eine Vergrößerung der zweiten. Der Übergangsbereich ergibt sich nach der angegebenen Formel zu 8.6 MHz. Die vierte Zeile zeigt das Spektrum nach dem zweiten Mixer bei  $IF2=5.04$  MHz. Nach der Abtastung wiederholt sich das Spektrum periodisch mit der Abtastfrequenz  $FS=6.72$  MHz wie in der fünften Zeile gezeigt. Mit dem dritten digitalen Mixer wird dann ins Basisband heruntergeschoben. Aus dem periodischen Spektrum ergeben sich die Anforderungen an das Anti-Alias Filter, der Übergangsbereich ergibt sich nach der angegebenen Formel zu 1.86 MHz.

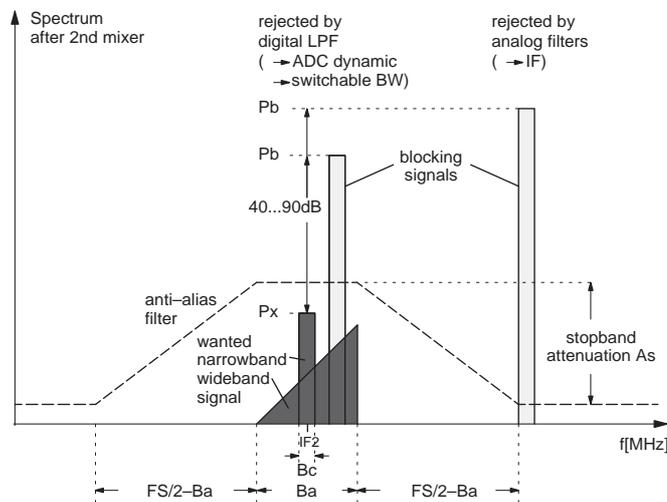


**Bild 5.** Spektren im Empfangszweig

Für beide Analogfilter wird die Breite des Übergangsbereichs durch  $IF2$  bzw. aufgrund der  $4/3$ -Relation durch die Abtastfrequenz  $FS$  bestimmt. Bei einer niedrigeren Abtastfrequenz müssen die Filter steilflankiger werden, es gibt also einen Trade-off zwischen Filtersteilheit und den digitalen Verarbeitungsraten.

## 5 Blocking-Signale und A/D-Wandler

Natürlich tritt das Nutzsignal nicht frequenzmäßig isoliert auf, sondern das gesamte Frequenzband ist dicht an dicht belegt, wie es Bild 6 für die Umgebung von  $IF2$  im Detail zeigt: Das Nutzsignal hat eine maximale Breite von  $BW=1.5$  MHz, außerhalb davon können überall Nachbarkanalstörer oder Blocking-

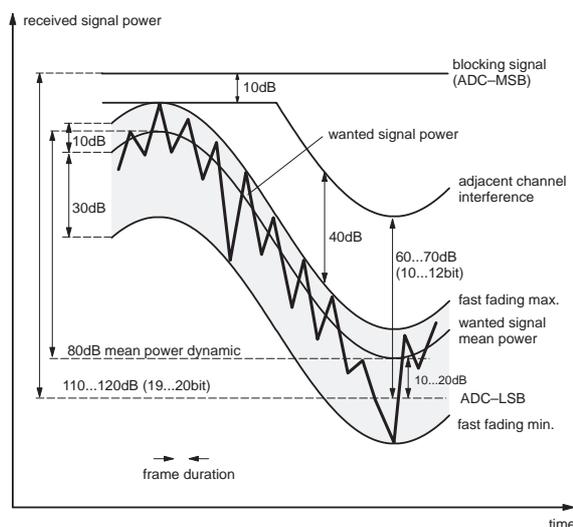


**Bild 6.** Unterdrückung von Blocking-Signalen und Nachbarkanalstörern

Signale auftreten. Bei einem Schmalbandsignal wie GSM können Blocking-Signale auch innerhalb des Durchlaßbereiches auftreten. Diese Störsignale können ganz erheblich oberhalb des Nutzsignals liegen, allein bei GSM sind bis über 80 dB spezifiziert.

Blocking-Signale außerhalb des Durchlaßbereiches müssen durch das analoge Filter unterdrückt werden, wobei der Bandpaß und das Anti-Alias Filter zusammen betrachtet werden. Die kombinierte Sperrdämpfung erreicht rund 70 dB, bzw. maximal etwa 100 dB, wenn die Übergangsbereiche durch höheres IF2 bzw. FS verbreitert werden. Ausgehend von maximal 40...90 dB Abstand zwischen Blocking und Nutzsignal und einem angestrebten Gleichkanalstörabstand von 10...20 dB (abhängig vom Modulationsverfahren und der Aufteilung mit dem thermischen Rauschen) ergibt sich eine notwendige Sperrdämpfung von 53...113 dB. Folglich wirkt sich hier die Spezifikation der Nachbarkanalstörungen ganz empfindlich aus.

Blocking-Signale innerhalb des Durchlaßbereiches sind durch nachfolgende digitale Filterung im Basisband zu unterdrücken. Da wären zwar riesige Sperrdämpfungen möglich (nur durch die Anzahl der Filterkoeffizienten und -wortlänge begrenzt), aber das Signal wird zuvor A/D-gewandelt mit einer sehr begrenzten Wortlänge. Dazu zeigt Bild 7 die typischen Pegelverhältnisse.



**Bild 7.** Typischer Verlauf des Empfangspegels beim Mobilfunkkanal

Die Zickzack-Kurve zeigt den Empfangspegel des Nutzsignals über der Zeit. Für den Mobilfunk sind 2 Fadingeffekte typisch: Schnelles Fading aufgrund frequenzselektiver Effekte, entsprechend den Zacken, zeigt Variationen von rund 30 dB von slot zu slot – allerdings konstant innerhalb eines slots. Langsames Fading aufgrund von Abschattungen, entsprechend der Mittelung über mehrere Rahmen hinweg, wird hier mit einer Dynamik von etwa 80 dB angenommen. Die Nachbarkanalstörer sind hier mit maximal 40 dB oberhalb des langsam fadenden Nutzsignals spezifiziert. Die Blocking-Signale sind als völlig unabhängig vom Nutzsignal angenommen, und zwar mit maximal 10 dB oberhalb des maximalen Nutzsignals. Für die notwendige Dynamik des A/D-Wandlers werden jetzt drei Fälle betrachtet, die deutlich machen, wie stark der Systementwurf durch die Annahmen über Kanal und Störer bestimmt wird.

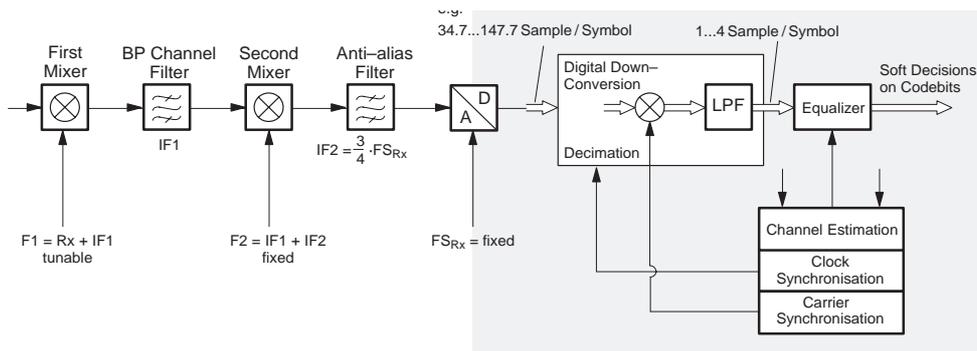
(1) Wenn beim tiefsten Kurzzeit-Fadingeinbruch noch einen Abstand von 20 dB zum Quantisierungsrauschen gefordert wird, so resultiert eine Totaldynamik von 150 dB, also 25 Bit entsprechend. Das ist bei Abtastraten um 10 MHz utopisch, die heute erzielbare Auflösung liegt bei etwa 16...18 Bit mit einer Tendenz von etwa 1 Bit alle 2 Jahre. (2) Durch die Frequenzverspreizung in Form von Frequency Hopping oder anderer Methoden sind tiefe Fadingeinbrüche isolierte Ereignisse. Durch die Zeitverspreizung mittels TDMA und Interleaving sowie Kanalcodierung sind diese isolierten Einbrüche allerdings tolerierbar. Damit ergibt sich eine Reduktion auf 120 dB bzw. 20 Bit. (3) Wenn die Nachbarkanalstörer mit maximal 40 dB oberhalb des Nutzsignals angenommen werden, dann ergibt sich eine Reduktion auf 60...70 dB, abhängig von der Modulation und dem thermischen Rauschen. Und erst jetzt macht eine Pegelregelung erstmals Sinn, die sich also am langsamen Fading orientiert.

## 6 Synchronisation und Dezimation

Takt- und Trägerregelung funktionieren bei Mobilfunk in Kombination mit Kanalschätzung und Entzerrung ganz anders als sonst üblich. Fast 20% der gesamten Kanalkapazität wird im Mobilfunk für Synchroni-

sationswörter, sogenannte Midambeln, verwendet. Eine Trägerregelung wäre im Prinzip überhaupt nicht erforderlich, weil das mit dem Entzerrer ausgeregelt werden könnte, basierend auf der gerechtfertigten Annahme, daß der Kanal und der Trägerphasenfehler während der kurzen Zeitschlitz stationär bleiben. Aber dennoch wird der Trägerfehler ausgeregelt, u.a. wird diese Frequenzreferenz für den Sender benötigt. Die Regelinformation wird immer digital gewonnen, zu unterscheiden ist aber, ob die Regelung von Träger und Takt im analogen oder digitalen Teil erfolgt.

Bei analoger Trägerregelung wird der erste Mixer geregelt. Das hat allerdings die Nachteile, daß ein Übergang zurück vom digitalen zum analogen erforderlich ist und andererseits hat die gesamte Schleife eine ziemliche Laufzeit, die durch die digitale Tiefpaßfilterung verursacht wird. Ferner muß die erste Mischerfrequenz nahezu kontinuierlich geregelt werden. Bei analoger Taktregelung wird der A/D-Wandler geregelt. Leider sind die Symbolraten der verschiedenen Standards ganz unterschiedlich, und über die feste Verkopplung von FS und IF2 würde damit die Lage des Anti-alias Filters und auch der zweite Mixer standardabhängig werden, was natürlich überhaupt nicht zum Software-Radio Konzept paßt.



**Bild 8.** Digital Synchronisation

Bild 8 zeigt die digitale Synchronisation, bei der keinerlei Regeleingriffe oder Abhängigkeiten von spezifischen Standards im analogen Teil auftreten. Die konstante Abtastfrequenz steht nicht in einem ganzzahligen Verhältnis zur Symbolrate. Durch die hohe Anzahl von Abtastwerten pro Symbol vermindern sich wie gesehen die Anforderungen an die analogen Filter. Zudem hat das keine dramatischen Auswirkungen auf die Anzahl der digitalen Operationen im nachfolgenden Dezimationsprozeß, mit dem die Abtastrate für die weitere Verarbeitung auf 1 bis 2 Abtastwerte pro Symbol gesenkt wird (allenfalls 4 Abtastwerte für spezielle Taktregelungen bei inkohärenten Empfängern).

Das eventuell schmalbandige Nutzsignal wird aus dem 1.5 MHz breiten Signal mit einem digitalen Tiefpaß (LPF, low pass filter) ausgefiltert, wobei das aber sehr steilflankig erfolgen muß und auch kann. Innerhalb der Dezimation wird über eine komplexe Drehung die Trägerregelung bzw. die Frequenzverschiebung eingebracht. Damit können ungenaue Mischerfrequenzen, Dopplereffekte sowie eine ungenaue Relation zwischen IF2 und FS ausgeglichen werden. Aufgrund der breiten analogen Filter braucht die Mischerfrequenz nicht sehr genau zu sein, z.B. gestuft bis zu 10% der analogen Bandbreite. Die digitale Synchronisation hat also auch den Vorteil, daß die vielen verschiedenen potentiellen Trägerfrequenzen gar nicht generiert werden müssen.

Anhand von Bild 9 wird die Dezimation nun noch genauer dargestellt. Der A/D-Wandler wird hier mit einer Abtastrate  $FS=28.8$  MSamples/s angenommen. Ferner werden die ATDMA-Symbolraten von 900 / 450 / 225 KSymbolen vorausgesetzt. Das ergibt also 32 / 64 / 128 Samples pro Symbol. Mit  $L_{max}$  wird die Anzahl der slots pro Rahmen bezeichnet, also 36 / 18 / 9. Mit  $L$  wird die Anzahl der allokierten slots bezeichnet. Der Buffer blendet die nicht-allokierten slots aus, bewirkt also eine Reduktion der Datenrate um den Faktor  $L_{max}/L$  (eine geringe Erhöhung ist allerdings erforderlich, um die nichtlineare Wirkung des Buffers auszugleichen). Mit einer Kette von Faktor-2 Dezimationsfiltern wird die Abtastrate auf 2 / 4 / 8 Symbole reduziert.

Die Anzahl der notwendigen Koeffizienten für die Dezimationsstufen sind so berechnet, daß eine Sperrdämpfung von über 100 dB erreicht wird, wobei Polyphasenfilter angenommen werden. Wenn man die Kette nach rechts durchgeht, müssen die Filter steiler werden, benötigen also mehr Koeffizienten, aber werden auch mit geringeren Raten betrieben. Gemäß der Zeile MOP/s erfordert die erste Dezimationsstufe zwar den größten Rechenaufwand, ist aber insgesamt nicht dominierend. Kurios ist, daß die kleinere Symbolraten mehr Aufwand erfordern, denn wegen der kleineren Anzahl von slots per frame steigt die Anzahl der samples pro Symbol.

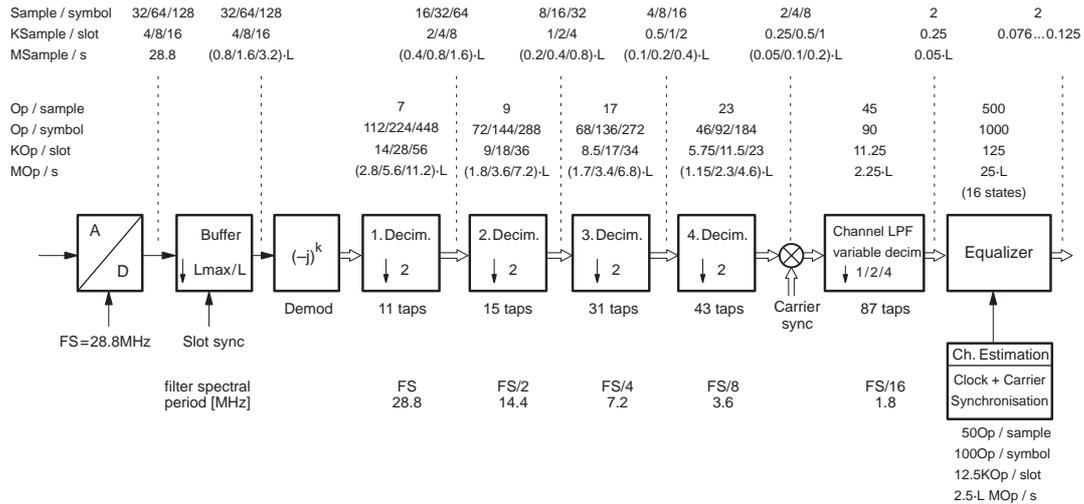


Bild 9. Anzahl Operationen für Dezimation, Filterung and Entzerrung

Fazit: Die gesamte Filterkette erfordert etwa den gleichen Rechenaufwand wie ein 16-Zustands Viterbi-Entzerrer. Wenn alle slots allokiert sind, addiert sich das zu rund 1 GOp/s. Das erscheint hoch, allerdings liegen dann auch die Teilnehmer-Datenraten in der Größenordnung von 1...2 Mbit/s.

## 7 Bewertung Software-Radio Terminal

Der Empfänger gemäß Software-Radio Konzept ist charakterisiert durch drei wesentliche Eigenschaften: Richtungstrennung per Switch für TDD, breitbandiger Analogteil sowie digitale Unterabtastung, Demodulation und Kanalselektion. Blocking-Signale und Nachbarkanalstörer prägen ganz wesentlich den Aufwand, hinzu kommt eine sorgfältige Dimensionierung von Intermodulationsprodukten und Synthesizer-Genauigkeiten. Als weiterer entscheidender Punkt erweist sich die Analog/Digital-Schnittstelle, geprägt durch die Abtastfrequenz, durch die Dezimation und die Synchronisation. Bei der digitalen Basisband-Signalverarbeitung stellt der Entzerrer im Falle langer Impulsantworten bzw. großer Kohärenzbandbreiten eine Herausforderung dar. Die Verfahren zu Kanalcodierung und Interleaving sind bei den Systemen der zweiten Generation relativ simpel, bei den verschiedenen Vorschlägen zu UMTS relativ ähnlich zueinander, so daß hier keine besonderen Schwierigkeiten mit der gewünschten Flexibilität und der Implementierung zu erwarten sind.

Angesichts der weiteren rapiden Fortschritte in der digitalen Technologie erscheint das Software-Radio Konzept für ein flexibles MST als sehr realistisch und vielversprechend, wenngleich noch viel Arbeit im Detail erforderlich ist.

## Literaturverzeichnis

- [1] Friedrichs, B.; Karimi, R.: Flexible Multi-Standard Terminals for 2nd and 3rd Generation Mobile Systems. Proc. ACTS Mobile Telecommunications Summit, Granada (Spain), Nov. 1996, p.750-761.
- [2] GSM Recommendation 05.05: Radio Transmission and Reception, March 1996.
- [3] Guidi, A.M.; Sabel, L.P.: Digital Demodulator Architectures for Bandpass Sampling Receivers. Proc. 7th Int. Thyrrenian Workshop on Digital Communications, Viareggio (Italy), Sept. 1995, p.183-194.
- [4] Lawton, M.C.; Waters, J.D.: The Design of Flexible Receivers for Communicating Appliances. Proc. Int. Vehicular Techn. Conf., Atlanta, May 1996, p.1060-1064.
- [5] Meyr, H.; Subramanian, R.: Advanced Digital Receiver Principles and Technologies for PCS. IEEE Com. Mag., Jan. 1995, p.68-78.
- [6] Mitola, J.: The Software Radio Architecture. IEEE Com. Mag., May 1995, p.26-38.
- [7] Urie, A.; Streeton, M.; Mourrot, C.: An Advanced TDMA Mobile Access System for UMTS. IEEE Pers. Com., Feb. 1995, p.38-47.
- [8] Wepman, J.A.: Analog-to-Digital Converters and their Applications in Radio Receivers. IEEE Com. Mag., May 1995, p.39-45.