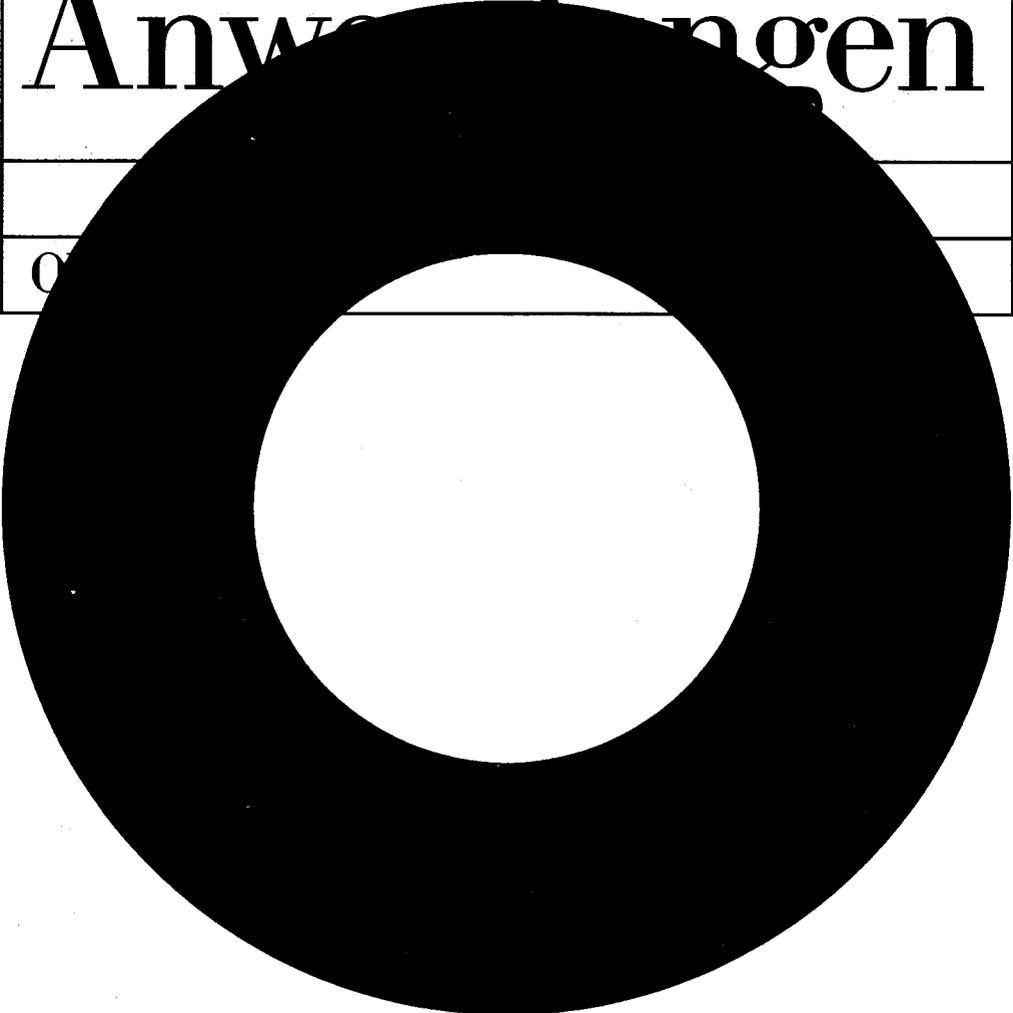


E. O. Brigham

FFT-

Anwendungen



o

Null versetzt, dann kann jedes der beiden Quadratursignale ohne Informationsverlust mit einer Abtastfrequenz, die die Bedingung

$$(14-5) \quad f_s \geq B_T$$

erfüllt, abgetastet werden.

Zur Rückgewinnung des Originalsignals müssen wir die Quadraturkomponenten entsprechend der in Bild 14-6 veranschaulichten Methode rekonstruieren. Gemäß Gl. 14-5 gestattet die Quadratur-Abtastmethode, einen Analog/Digital-Wandler mit der halben Wandlungsgeschwindigkeit einzusetzen. Für die mit großen Schritten voranschreitenden Technik der digitalen Signalverarbeitung, stellt sich die Arbeitsgeschwindigkeit von Analog/Digital-Wandlern oft als ein begrenzender Faktor dar.

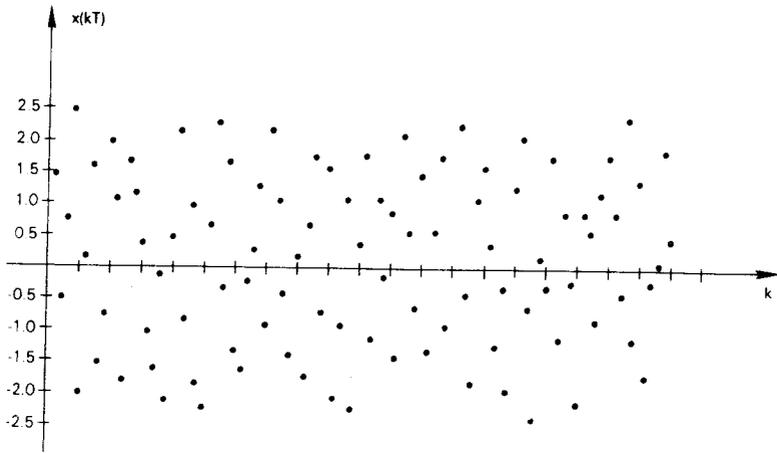
Aus Kapitel 13 wissen wir bereits, daß die Real- und Imaginärteile von FFT-Ergebnissen in der Quadratur-Relation zueinander stehen, d.h. komplexe Wertepaare bilden. Daher können wir das FFT-Bandpaßfilterkonzept als einen Spezialfall der Quadraturabtastung betrachten, da die beiden Ausgangssignale eines jeden FFT-Bandpaßfilters ein Quadratur-Signalpaar bilden. Daraus folgt, daß sich diese Quadratursignale ohne die Gefahr unaufhebbarer Bandüberlappungen durch Unterabtastung zur Frequenz Null verschieben lassen. Daß dies möglich ist, rührt daher, daß die beiden Prozesse Quadratur-Frequenzverschiebung zur Frequenz Null und Abtastung vertauschbar sind. Bei der Quadraturabtastung erzeugen wir zunächst zwei zueinander im Quadratur-Verhältnis stehende Signale der Mittenfrequenz Null und dann tasten wir sie ab, während wir bei der FFT-Bandpaßfilterung zunächst die Abtastwerte der Quadratur-Ausgangssignale der FFT-Bandpaßfilter ermitteln und dann durch Unterabtastung eine Mittenfrequenz-Verschiebung zur Frequenz Null vornehmen.

14.3 Signaldetektion mit Hilfe der FFT

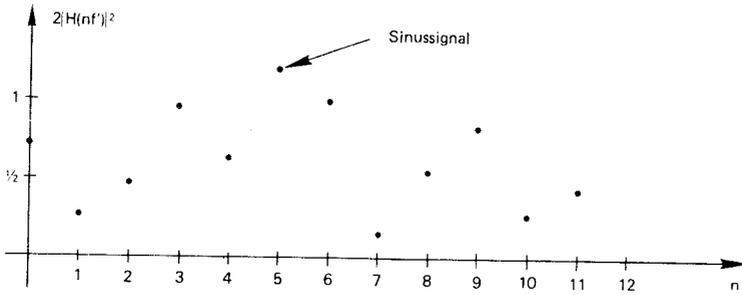
Eine wichtige Anwendung der FFT ist Signaldetektion. Die Wiedergewinnung eines durch Rauschen verdeckten schmalbandigen Signals ist ein immer wiederkehrendes Problem der Signalverarbeitung, z.B. in der Telekommunikation-, Schall- und Radartechnik. In diesem Abschnitt wollen wir anhand einiger Beispiele diese grundlegende signalanalytische Anwendung der FFT behandeln. Ferner werden wir auf die Anwendung der FFT zur Realisierung von "zugeschnittenen" Filtern (matched filters) eingehen.

Signaldetektion durch Steigerung des Auflösungsvermögens der FFT

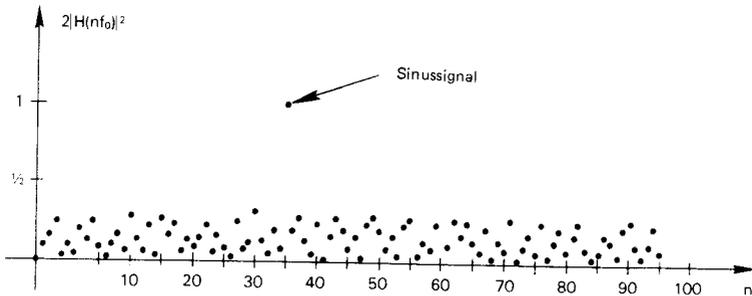
Bild 14-13a zeigt ein im Rauschen völlig untergegangenes abgetastetes sinusförmiges Signal. Von dem Sinussignal ist nichts zu erkennen, wir sehen nur das Rauschsignal. Der Signalrauschabstand beträgt -12dB. Allein durch Anschauung der Signalabtast-



(a)



(b)



(c)

Bild 14-13: Beispiel eines im Rauschen verdeckten Signals mit $S/N = -12$ dB:
 a) Zeitbereich-Darstellung, b) FFT-Spektrum des Signals mit $N = 64$ und c) FFT-Spektrum des Signals mit $N = 512$.

Wir wissen, daß die Energie eines Sinussignals, im Frequenzbereich betrachtet, konzentriert in einem sehr schmalen Band erscheint, während sich die eines Rauschsignals auf dem gesamten Frequenzbereich verteilt. Wenn wir also das Signal in Bild 14-13a einer FFT unterziehen, können wir erwarten, daß im FFT-Ergebnis die Energie des Sinussignals auf einigen wenigen benachbarten Frequenzpunkten konzentriert auftreten. Wir erinnern uns daran, daß sich die N FFT-Ergebnisse, wie in Abschnitt 13 gezeigt wurde, als Ausgangswerte von $N/2$ Bandpaßfiltern interpretieren lassen.

Bild 14-13b zeigt die FFT-Ergebnisse für das Signal aus Bild 14-13a. In diesem Beispiel, mit $N = 64$, stellen die 32 in Bild 14-13b eingezeichneten Punkte die Leistungen der Ausgangssignale der FFT-Bandpaßfilter dar. Die Leistungswerte werden als Quadratsummen der Real- und Imaginärteile der Ausgangssignale der einzelnen Filter berechnet. Um auch den Ergebnissen für die negativen Frequenzen Rechnung zu tragen, haben wir die Leistungswerte für positive Frequenzen mit Faktor 2 multipliziert. Obwohl derjenige Punkt im Bild, der das Sinussignal repräsentiert, einen größeren Wert aufweist als die anderen Punkte, dennoch wird der Betrachter diesen Punkt kaum für den Repräsentanten eines Sinussignals halten wollen.

Um das Vorhandensein eines Sinussignals mit einer größeren Sicherheit feststellen zu können, müssen wir die Energie des Rauschsignals auf eine größere Anzahl von Frequenzpunkten verteilen. Daher erhöhen wir die Punktzahl N auf 512 und zeigen in Bild 14-13c die 256 Ergebnisse einer 512-Punkte-FFT. Nun ist im Rauschspektrum ein Sinussignal klar identifizierbar.

Die in Bild 14-13c erzielte Verbesserung des Signal-/Rausch-Verhältnisses läßt sich nach folgender Überlegung auch quantitativ erfassen. Die Leistung des Rauschsignals verteilt sich gleichmäßig auf 256 Punkten. Das Rauschsignal wird von 256 Bandpässen gefiltert und die anteilige Rauschleistung desjenigen Bandpaßfilters, das auch das Sinussignal umfaßt, erreicht nach Erhöhung der Punktzahl auf 512 den Wert $10\log(1/256) = -24$ dB. Die Leistung des Sinussignals ist jedoch nach wie vor konzentriert in einem einzigen Bandpaßfilter und bleibt daher unverändert. Mit einem ursprünglichen Signal/Rauschabstand von beispielsweise -18 dB erhalten wir für den Signal/Rauschabstand am Ausgang des das Sinussignal umfassenden FFT-Bandpaßfilters den Wert -18 dB - $(-24$ dB) = 6 dB. Der im Bild 14-13c das Sinussignal repräsentierende Punkt liegt klar erkennbar über dem Rauschleistungsniveau.

FFT-Mittlung

Die im vorigen Abschnitt besprochene Verbesserung des Signal/Rauschabstands läßt sich nicht unbegrenzt weiterführen. In manchen Fällen ist die FFT-Punktzahl und damit auch die Anzahl der FFT-Bandpaßfilter wegen der begrenzten Speicherkapazität von Computern limitiert. Ein weiterer Begrenzungsfaktor ist darin zu sehen, daß auch die Energie des Nutzsignals wegen dessen endlichen Bandbreite auf mehrere FFT-Bandpaßfilter verteilt. In derartigen Fällen läßt sich die Signal-