

Software Defined Radio

Labor Nachrichtentechnik

Ausgabe 0.6, 2016

Autor: Bernhard Klotz

Inhaltsverzeichnis

1	Überblick	4
2	Grundlagen	5
2.1	Digitale Übertragung	5
2.2	Abtasttheorem	6
2.3	Quantisierung	10
3	Direct Digital Synthesis	12
3.1	Einführung	12
3.2	Das Prinzip der Direct Digital Synthesis	12
3.2.1	Berechnung eines Sinussignals	13
3.2.2	Funktionsblöcke eines Direct Digital Synthesizers	13
3.2.3	Prinzip des Phasenakkumulators	14
3.2.4	Bestimmung der Parameter	17
3.2.5	Modulation	19
3.2.6	Beliebige Kurvenformen	19
3.2.7	Charakteristik des erzeugten Signals	19
3.3	Die Implementierung des Labor-DDS	21
3.4	Beispiel eines DDS-Chips	22
4	Digitale Modulation	24
4.1	Einführung	24
4.2	Frequenzerzeugung mit Microcontroller	26
4.2.1	Erzeugung von Rechteck-Signalen mit beliebiger Frequenz	27
4.2.2	Pulsweitenmodulation	28
4.2.3	Amplitude Shift Keying	28
4.2.4	Frequency Shift Keying	29
4.2.5	Phase Shift Keying	29
4.3	Simulation des Zeitzeichensenders DCF77	29
4.3.1	Das DCF77 Protokoll	29
4.3.2	Die Implementierung im Microcontroller	30
4.4	Analyse des modulierten Signals	31
5	Das Grundprinzip des Empfängers	32
5.1	Der Quadratur-Empfänger	32
5.2	Darstellung in der komplexen Ebene	36
5.3	Der digitale Quadratur-Empfänger	37
5.4	Unterabtastung	38
5.5	Berechnung von Amplitude und Phase	41
5.6	Die Implementierung im Microcontroller	41
5.7	Die Darstellung von Amplitude und Phase	42
5.8	Amplituden der I- und Q-Komponenten	43
6	Versuchsdurchführung	45
6.1	Direct Digital Synthesis	45
6.1.1	Berechnung der Phasen Inkrement- Werte	45
6.1.2	Vorbereitung des Versuchs	45
6.1.3	Untersuchung eines 1 kHz Signals	47
6.1.4	Untersuchung eines 5 kHz Signals	47
6.1.5	Untersuchung eines 50 kHz Signals	47
6.1.6	Untersuchung eines 1 kHz Sägezahn-Signals	47
6.1.7	Diskussion des Verfahrens	47
6.2	Digitale Modulation	47
6.2.1	Vorbereitung des Versuchs	47
6.2.2	Untersuchung Amplitude Shift Keying	49
6.2.3	Untersuchung Phase Shift Keying	49
6.2.4	Untersuchung Frequency Shift Keying	49
6.2.5	Vorbereitung der Amplituden- und Phasen-Beobachtung	49
6.2.6	Amplitude Shift Keying nach der Demodulation	50
6.2.7	Phase Shift Keying nach der Demodulation	50
6.2.8	Quadrature Phase Shift Keying nach der Demodulation	50
6.2.9	Frequency Shift Keying nach der Demodulation	50

6.2.10	Manuelle Analyse des DCF77 Signals.....	50
6.2.11	Empfang durch eine Funkuhr.....	51
6.3	Der Quadraturempfänger.....	51
6.3.1	Vorbereitung des Versuchs.....	51
6.3.2	Untersuchung des Quadraturempfängers bei 2 kHz.....	52
6.3.3	Untersuchung des Quadraturempfängers bei Unterabtastung.....	53
6.3.4	Untersuchung des Quadraturempfängers bei modulierten Signalen.....	54
6.3.5	Konstellationsdiagramme.....	55
6.3.6	Darstellung von Augendiagrammen.....	55
6.3.7	Untersuchung von Amplitude und Phase.....	56
7	Literatur.....	57
8	Abkürzungen.....	58
9	Schaltbild des DDS-Generators.....	59
10	Schaltbild der Modulationsplatine.....	60

1 Überblick

In dieser Unterlage sind zwei Laborversuche zum Thema „Software Defined Radio“ enthalten, einmal die Digitalen Modulationsverfahren und zum Andern der Quadraturempfänger. Die Grundlagen sind für beide Versuche dieselben, nämlich das Abtasttheorem und die Modulation von Trägerschwingungen mit digitalen Signalen. Daher wurden beide Versuche in einer Unterlage zusammengefasst.

Der erste Versuch „Digitale Modulationsverfahren“ besteht aus zwei Teilen, nämlich der Erzeugung beliebiger Frequenzen über die direkte digitale Synthese (Direct Digital Synthesis) und der Erzeugung von modulierten Trägern, wobei die Parameter Amplitude, Phase und Frequenz durch binäre Information verändert werden. Für die Analyse der modulierten Signale wird schon im ersten Versuch der Quadraturempfänger eingesetzt, so dass schon dafür die Kenntnis der Funktionsweise hilfreich ist. Beide Versuche sind auf einem Microcontroller ATTiny implementiert. Abschließend wird am Beispiel des DCF77-Zeitzeichensenders gezeigt, dass damit erzeugte Signale auch von handelsüblichen Empfängern erkannt werden.

Im zweiten Teil wird die Aufteilung eines Eingangssignals in seine In-Phase- und Quadratur-Komponente gezeigt, und wie daraus Amplitude und Phase des Signals bestimmt werden können. Dann wird auch die Unterabtastung untersucht, mit der hochfrequente Signale in einen niedrigeren Frequenzbereich zur digitalen Weiterverarbeitung umgesetzt werden können. Die Darstellung von Augendiagrammen wird in der Praxis gezeigt, und zum Abschluss wird der Einfluss von unabhängigen Taktgeneratoren in Sender und Empfänger untersucht.

Für die Durchführung beider Versuche sind die hier enthaltenen Grundlagen Voraussetzung. Zur Vorbereitung der Laborversuche werden Fragen gestellt, die vor der Durchführung beantwortet werden sollen. Diese vorbereitenden Aufgaben sind so gekennzeichnet:

Frage 1:

Bearbeiten Sie diese Fragen bitte schriftlich vor der Durchführung des Labors.

2 Grundlagen

Bevor wir zu den einzelnen Verfahren kommen, sollen die wichtigsten Punkte der Digitalisierung von analogen Signalen und die Rückwandlung rekapituliert werden.

2.1 Digitale Übertragung

Die Struktur eines digitalen Übertragungssystems, wie es z.B. bei der PCM-Übertragung im Telefonnetz eingesetzt wird, ist in der Abbildung 1 dargestellt.

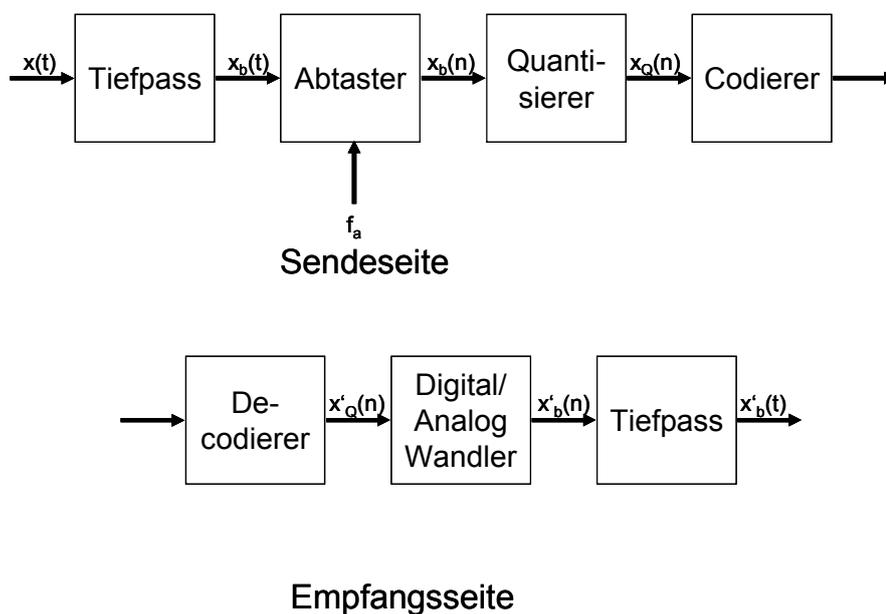


Abbildung 1: Die Struktur eines digitalen Übertragungssystems

Ein analoges Signal ($x(t)$) wird von einem Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz f_g begrenzt und von einem Abtaster mit der Abtastfrequenz f_a *abgetastet*, also in ein zeitdiskretes, wertkontinuierliches Signal ($x_a(n)$) umgewandelt. Anschließend wird dieses Signal *quantisiert*, d.h. einem kontinuierlichen Wertebereich wird ein diskreter Wert, das Codewort ($x_Q(n)$) zugeordnet. Dieses Codewort kann danach in einem Codierer noch so umgewandelt werden, dass es den Anforderungen des Übertragungskanal genügt. Im Takt der Frequenz f_a wird jeweils ein Codewort gesendet.

Die Empfangsseite erzeugt für jedes Codewort wieder einen analogen Amplitudenwert und führt ihn über ein Tiefpassfilter, an dessen Ausgang das analoge Signal wieder erscheint. In dem Übertragungssystem befinden sich zwei Funktionen, die das ursprüngliche Signal hauptsächlich beeinflussen können: den Abtaster und den Quantisierer. Beide wollen wir etwas genauer betrachten.

2.2 Abtasttheorem

Die Tatsache, dass ein zeitkontinuierliches Signal in ein zeitdiskretes Signal und dieses wieder in ein zeitkontinuierliche gewandelt werden kann, wird durch das *Abtasttheorem* beschrieben:

Eine Funktion $x(t)$, deren Spektrum für $|f| \geq f_g$ null ist, wird durch die Abtastwerte $x(n)$ vollständig beschrieben, wenn für das Abtastintervall T_a bzw. die Abtastfrequenz f_a gilt:

$$T_a = \frac{1}{f_a} \geq \frac{1}{2 \cdot f_g}$$

Die Abtastfrequenz muss also mindestens *doppelt so hoch* sein wie die *höchste* in dem Signal vorkommende Frequenz. Das durch die Abtastung entstandene Signal wird als *Pulse Amplituden Modulation (PAM)* bezeichnet. Dieses Signal kann mit einem Tiefpass rekonstruiert werden. Abbildung 2 zeigt diesen Signalfloss.

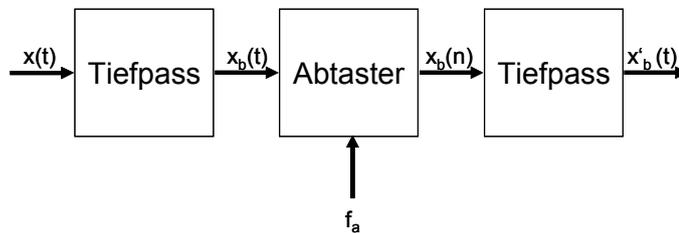


Abbildung 2: Abtastung und direkte Rekonstruktion

Abgetastet wird im Idealfall mit Dirac-Impulsen, jeder Impuls wird gewichtet mit der momentanen Amplitude des Original-Signals. Der ideale Tiefpass hat eine si-Funktion als Impulsantwort, an seinem Ausgang erscheint also eine Folge von si-Funktionen, jeweils gewichtet mit der Amplitude des Original-Signals. Die Rekonstruktion als Summe der einzelnen si-Funktionen ist in Abbildung 3 zu sehen.

Anmerkung: Die Dauer eines Dirac-Impulses geht gegen 0, seine Amplitude gegen ∞ . Das Produkt aus Dauer und Amplitude sei 1.

Anmerkung: Die si-Funktion ist durch diese Formel definiert: $si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$

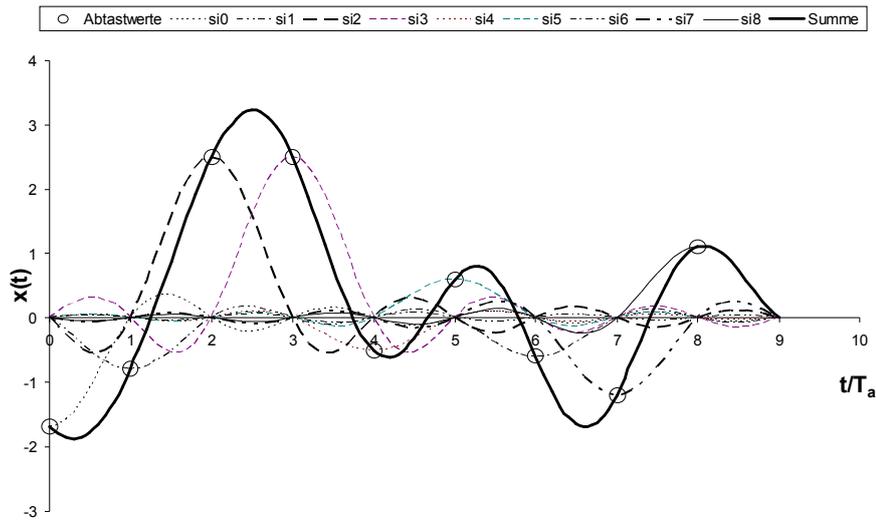


Abbildung 3: Die Rekonstruktion eines PAM-Signals

Besonders interessant ist jetzt natürlich das Spektrum des PAM Signals. Die reine Dirac-Impulsfolge mit dem Abstand T_a ist im Frequenzbereich ebenfalls eine Folge im Abstand $f_a = 1/T_a$. Im Frequenzbereich tritt das Spektrum des Original-Signals bei jedem Vielfachen der Abtastfrequenz wiederholt auf. In Abbildung 4 sieht man oben das Spektrum des ursprünglichen Signals, darunter das Spektrum der Dirac-Impulsfolge und dann das Spektrum des PAM-Signals.

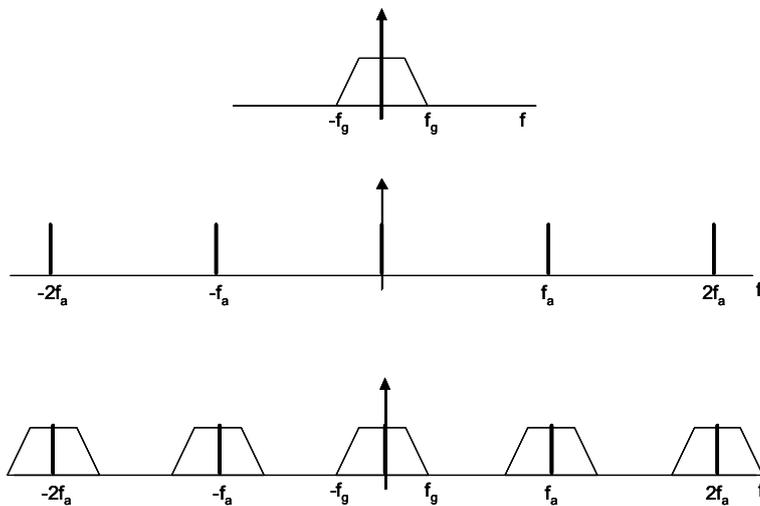


Abbildung 4: Das PAM Signal im Frequenzbereich

Das Original-Signal – es wird hier sowohl auf der positiven als auch auf der negativen Frequenzachse dargestellt – enthält nur Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz f_g . Das abgetastete Signal enthält nun dieses Spektrum bei allen Vielfachen der Abtastfrequenz. Führt man das abgetastete Signal einem Tiefpass mit der Grenzfrequenz f_g zu, erhält man das Original-Signal zurück.

Aus Abbildung 4 wird auch sofort klar, warum die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch sein muss wie die höchste Frequenz im Original-Signal. Wäre dies nicht der Fall, so

würden sich nämlich Teile des sich wiederholenden Spektrums überlappen, und das Signal kann nicht mehr rekonstruiert werden. Dieses wiederholte Auftreten des ursprünglichen Spektrums bezeichnet man als *Aliasing*.

In der Praxis lassen sich Filter mit einem idealen Tiefpass-Verhalten nicht realisieren. Deshalb wird die Abtastfrequenz meist höher gewählt als das Doppelte der höchsten Frequenz im Original-Signal. Als Beispiel sei hier die Abtastung eines Telefon-Sprachsignals genannt. Die Grenzfrequenz des Telefon-Sprachsignals liegt bei 3,4 kHz, abgetastet wird aber nicht mit 6,8 kHz, sondern mit 8 kHz.

Statt mit einem Tiefpass könnte man mit einem Bandpass einen höheren Frequenzbereich herausfiltern und das Signal so in der Frequenz verschieben.

Das Spektrum des abgetasteten Signals enthält das Original-Spektrum, das sich bei allen Vielfachen der Abtastfrequenz wiederholt. Die Teilspektren dürfen sich nicht überlappen um eine fehlerfreie Rekonstruktion sicher zu stellen.

Bis jetzt sind wir von einem bandbegrenzten Signal ausgegangen, das sich von einer Frequenz nahe Null bis zur Grenzfrequenz erstreckt. Wir können aber auch *Bandpass-Signale* betrachten, deren unterste Frequenz nicht bei Null liegt, die aber ebenfalls eine obere Grenzfrequenz haben. Nach dem oben Gesagten müssten wir auch dieses Signal mit dem Doppelten der höchsten vorkommenden Frequenz abtasten, damit das Signal wieder fehlerfrei rekonstruiert werden kann – sich die einzelnen Teilspektren also nicht überlappen. Durch geschickte Wahl einer niedrigeren Abtastfrequenz kann man aber auch erreichen, dass sich die Teilspektren nicht überlappen, dass sie nämlich genau in die Lücken der darüber oder darunter liegenden Teilspektren fallen. Ein Beispiel für die Abtastung mit einer niedrigeren Frequenz, der *Unterabtastung*, sehen Sie in der Abbildung 5.

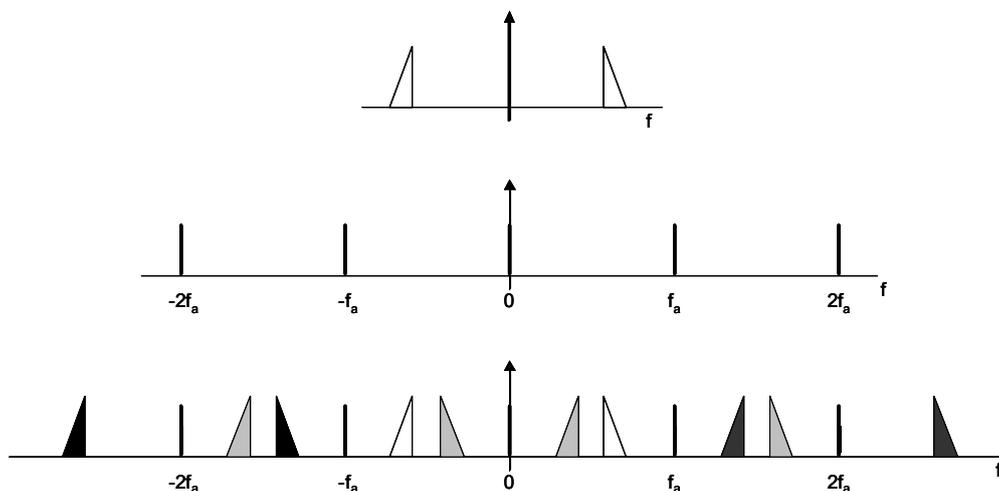


Abbildung 5: Das Spektrum eines unterabgetasteten Bandpass-Signals

Ganz oben ist das Spektrum des Original-Signals dargestellt, darunter das Spektrum einer Dirac-Impulsfolge, und ganz unten das Spektrum des abgetasteten Signals. Man sieht das ursprüngliche Spektrum (weiß), das Spektrum, das um die Abtastfrequenz versetzt ist (grau) und das Spektrum, das um die doppelte Abtastfrequenz versetzt ist (schwarz). Die Spektren wiederholen sich auf beiden Seiten bis ins Unendliche.

Mit Hilfe der Unterabtastung ist es möglich, ein Signal in ein anderes, meist niedrigeres Frequenzband zu verschieben. Dieses Verfahren wird uns später beim digitalen Empfang begegnen.

Bei der Unterabtastung wird ein Bandpasssignal mit einer geringeren Frequenz abgetastet. Die Abtastfrequenz muss aber so gewählt werden, dass sich die einzelnen Teilspektren nicht überlappen.

Ein anschauliches Modell der Abtastung wird in [5] vorgestellt:

Ein Beobachter sitzt in einem dunklen Raum, vor ihm an der Wand eine Art Uhrzeiger, der gedreht werden kann, hinter ihm eine Stroboskop-Lampe, die pro Sekunde zehn sehr kurze Lichtblitze abgibt.

Der Zeiger dreht sich nun mit einer Umdrehung pro Sekunde im Uhrzeigersinn. Der Beobachter sieht nun beim ersten Blitz den Zeiger in der Ausgangsposition, beim nächsten um 36° vorgerückt, beim nächsten um weitere 36° usw.

Der Beobachter kann aber nicht beschreiben, was in der Realität passiert. Er sieht nämlich das gleiche Bild, wenn sich der Zeiger

- mit 1 Umdrehung pro Sekunde im Uhrzeigersinn dreht
- mit 11 Umdrehungen pro Sekunde im Uhrzeigersinn dreht
- mit 21 Umdrehungen pro Sekunde im Uhrzeigersinn dreht (oder allgemein mit $10 \cdot n + 1$)
- mit 9 Umdrehungen gegen den Uhrzeigersinn dreht (oder allgemein mit $10 \cdot n - 1$).

Wir haben hier den Fall der Abtastung eines Signals vor uns, der Zeiger dreht sich mit einer bestimmten Frequenz im Uhrzeigersinn, oder mit einer negativen Frequenz gegen den Uhrzeigersinn.

Bei einer Frequenz von 11 haben wir eine Unterabtastung mit 10 Lichtimpulsen pro Sekunde, das ursprüngliche „Signal“ wird also in einen anderen Frequenzbereich verschoben. Das Signal mit der Frequenz -9 wird auf die gleiche Art verschoben.

Für eine eindeutige Darstellung muss die Bedingung eingehalten werden, dass das Signal maximal die halbe Abtastfrequenz enthalten darf. Wenn sich der Zeiger also mit weniger als 5 Umdrehungen pro Sekunde dreht, kann aus dem abgetasteten Bild die tatsächliche Bewegung des Zeiger abgeleitet werden, das Original-Signal also rekonstruiert werden.

Weitere Beispiele der Abtastung treten in Filmen auf, wo eine Szene mit 24 Bildern pro Sekunde „abgetastet“ wird. Dann scheint sich ein Rad, das sich immer schneller bewegt, rückwärts zu drehen.

Zusammenfassung

Ein Signal muss mit einer Frequenz abgetastet werden, die mindestens doppelt so groß ist, wie die höchste Frequenz des Signals, damit es fehlerfrei rekonstruiert werden kann.

Das Spektrum des abgetasteten Signals, enthält das Spektrum des Original-Signals, mit zusätzlichen Wiederholungen bei jedem Vielfachen der Abtastfrequenz.

Bandpass-Signale können auch mit niedrigeren Frequenzen abgetastet werden, vorausgesetzt, die einzelnen Teilspektren fallen in jeweilige Lücken.

2.3 Quantisierung

Nach dem Abtaster liegt ein zeitdiskretes Signal vor, das aber immer noch den gesamten Wertebereich des Original-Signals überstreichen, also unendlich viele Zwischenwerte annehmen kann. Für die digitale Übertragung muss nun der jeweilige analoge Wert einem diskreten Wert, also einer Zahl oder einem Codewort, zugeordnet werden. Die Zahl der unterschiedlichen Werte, die ein Codewort annehmen kann, ist natürlich wegen der begrenzten Zahl an Bits, mit der ein Codewort dargestellt wird, begrenzt.

Der *Quantisierer* verrichtet diese Aufgabe, indem er einen Wertebereich des analogen Signals einem definierten Wert zuordnet. Dieser Wert wird im Codierer dann als Code, z.B. in Form einer Binärzahl, dargestellt. Das Signal am Ausgang des Codierers wird als *Pulse Code Modulation (PCM)* bezeichnet.

Bei der Quantisierung geht Information verloren, da die unendlich feine Abstufung des analogen Signals auf den begrenzten Vorrat an Codeworten reduziert wird. Das quantisierte Signal enthält also einen *Quantisierungsfehler*, der bis zur Hälfte des Bereichs einer Stufe, des Quantisierungsintervalls, annehmen kann. Die Fehler durch Quantisierung werden auch als *Quantisierungsrauschen* bezeichnet.

In der Abbildung 6 sehen wir das wertkontinuierliche abgetastete Signal (grau), und das quantisierte Signal (schraffiert). Ein Quantisierungsintervall, also der Bereich, dem ein diskreter Wert zugeordnet ist, deckt dabei den analogen Wertebereich von einer Einheit ab. Der diskrete Wert, der der das Intervall identifiziert liegt jeweils in der Mitte des Intervalls. Der Wert -1,7 des kontinuierlichen Signals wird also dem Intervall von -1 bis -2 zugeordnet, das wiederum durch den diskreten Wert 1,5 repräsentiert wird. Der durch die Quantisierung entstandene Fehler ist schwarz dargestellt.

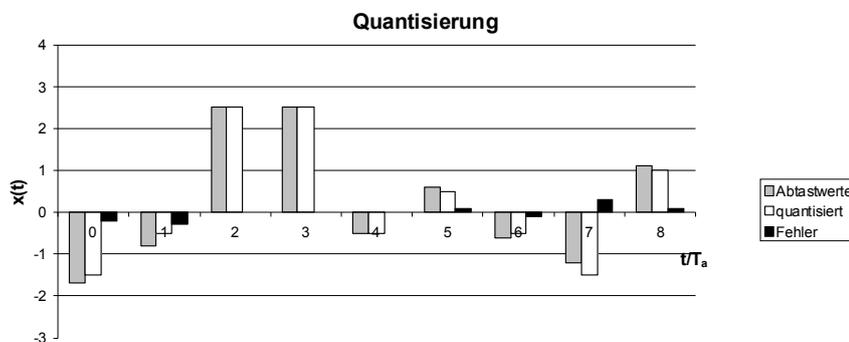


Abbildung 6: Die Quantisierung des PAM-Signals

Das quantisierte Signal unterscheidet sich vom Originalsignal höchstens um die halbe Größe des Quantisierungsintervalls. Allerdings wirkt sich der Fehler bei kleinen Amplituden sehr viel stärker aus als bei großen. Durch die Größe des Intervalls wird also der maximale Quantisierungsfehler bestimmt, und die Größe des Intervalls ist durch die Zahl der Bits des Codewortes festgelegt.

Wir sind hier von einer linearen Quantisierungskennlinie ausgegangen, d.h. alle Intervalle sind gleich groß. Es ist aber auch möglich, die Intervalle für kleine Amplituden kleiner zu machen als für große Amplituden. Durch diese nichtlineare Quantisierung wird der Fehler bei kleinen Amplituden reduziert. Die nichtlineare Quantisierung wird hauptsächlich dann eingesetzt, wenn die Codewort-Länge kurz sein soll, und damit die Quantisierungsintervalle zu

grob wären. Im Telefonnetz wird auf nichtlinear quantisiert, da bei einer Wortlänge von 8 Bit nur 256 Intervalle zu Verfügung stehen. Die Quantisierung ist bei kleinen Amplituden sehr fein und wird bei großen Amplituden gröber.

Bei längeren Codeworten, wie z.B. 16 Bit bei der CD, ist der Quantisierungsfehler auch bei linearer Quantisierung ausreichend klein.

Zusammenfassung

Bei der digitalen Übertragung wird ein wert- und zeitkontinuierliches Signal auf der Sendeseite abgetastet und quantisiert, es entsteht ein pulsecodemoduliertes Signal.

Auf der Empfangsseite wird dieses Signal wieder in ein analoges, also zeit- und wertkontinuierliches Signal zurückgewandelt.

Das analoge Signal muss bandbegrenzt sein.

Das analoge Signal muss mit einer Frequenz abgetastet werden, die mindestens doppelt so hoch ist wie die höchste im Signal vorkommende Frequenz, damit es richtig rekonstruiert werden kann

Durch die Quantisierung entstehen Fehler, die von der Wortlänge der Codeworte abhängig sind, und die nicht korrigiert werden können.

Frage 1:

Welche Vorgänge bei der Umsetzung eines analogen Signals in ein PCM-Signal verfälschen das Signal?

Frage 2:

Was fordert das Abtasttheorem?

Frage 3:

Ein Frequenzbereich von 300 bis 3400 Hz soll digital übertragen werden. Mit welcher Frequenz ist theoretisch abzutasten? Warum lässt sich diese Abtastfrequenz in der Praxis nicht realisieren. Mit welcher Frequenz wird stattdessen abgetastet?

Frage 4:

Ein Frequenzbereich bis 20 kHz soll mit 44,1 kHz abgetastet werden. Nennen Sie die Bereiche im Frequenzbereich, in denen das Signal auftritt.

Frage 5:

Ein Signal mit dem Amplitudenbereich von 0 V bis +5 V soll mit 256 Stufen linear quantisiert werden. Wie groß ist der maximale Quantisierungsfehler?

3 Direct Digital Synthesis

3.1 Einführung

Für die Erzeugung von Signalen mit beliebig einstellbaren und genauen Frequenzen werden Frequenz-Synthesizer eingesetzt. Anders als bei einem variablen Oszillator, dessen Frequenz durch einen abstimmbaren Schwingkreis vorgegeben ist, wird in einem Synthesizer die gewünschte Frequenz von einem oder mehreren sehr stabilen Generatoren, z.B. Quarzoszillatoren, abgeleitet. Sie ist auch nicht kontinuierlich sondern in Stufen einstellbar, kann also als direkter Wert vorgegeben werden.

Drei Verfahren sind weit verbreitet:

- Phase Locked Loop (PLL)-Synthese
- Direkte analoge Synthese
- Direkte digitale Synthese

Beim PLL-Synthesizer wird der Ausgang eines spannungsgesteuerten Oszillators durch einen einstellbaren Faktor geteilt, und diese Frequenz in einem Phasendetektor mit einer festen und stabilen Referenzfrequenz verglichen. Mit dem Ausgang des Phasendetektors wird der Oszillator nachgesteuert. Da der Teilerfaktor immer ganzzahlig ist, kann der Synthesizer alle ganzzahligen Vielfachen der Referenzfrequenz liefern.

Das Prinzip der direkten analogen Synthese (DAS) besteht aus der Erzeugung verschiedener Oberwellen eines einzigen Frequenznormals, die dann geteilt und miteinander gemischt werden. Damit kann ein weiter Frequenzbereich mit einer sehr feinen Abstufung erreicht werden.

Der direkten digitalen Synthese (DDS) liegt das Prinzip der Abtastung eines analogen Signals zu Grunde – das Abtasttheorem. Das gewünschte Signal wird auf rein digitalem Weg aus berechneten Abtastwerten zusammengesetzt und schließlich in ein analoges Signal umgewandelt. Nur dieses Verfahren wird im Folgenden im Detail betrachtet und im Versuch untersucht.

3.2 Das Prinzip der Direct Digital Synthesis

Die digitale Übertragung muss nicht unbedingt eine Realzeit-Kommunikation, wie beim Telefon, sein, am Prinzip ändert sich nichts, wenn an die Stelle einer Übertragungsstrecke ein Speicher tritt. Dann sind der Sende- und der Empfangsvorgang zeitlich getrennt, wie z.B. bei der Audio-CD. Alle Bedingungen, wie sie im vorigen Kapitel genannt wurden, bleiben aber gültig. Ein weiterer Schritt wäre dann, dass das abzuspielende Signal gar nicht von einem realen Signal stammt, also abgetastet, quantisiert und gespeichert wird, sondern vollständig künstlich erzeugt wird.

Genau dieser Weg wird bei der *Direct Digital Synthesis* beschrieben. Die digitale Repräsentation des gewünschten Signals, also seine zeitdiskreten und quantisierten Werte in der Form einer Pulsmodulation, werden errechnet. Die einzelnen Abtastwerte eines Sinussignals einer bestimmten Frequenz können sehr leicht berechnet werden. Speichert man

diese Werte ab, dann kann das Signal jederzeit erzeugt werden, ohne dass dafür ein reales analoges Signal existieren müsste.

3.2.1 Berechnung eines Sinussignals

Zur Berechnung der PCM-Werte eines Sinussignals müssen wir zuerst eine Darstellung der Phase festlegen. Die Periode eines Sinussignals erstreckt sich von 0 bis 2π , und das Sinussignal der Frequenz f in Abhängigkeit der Zeit ist somit

$$x = \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

Da das Signal abgetastet sein soll, verläuft die Zeit nicht kontinuierlich, sondern in Sprüngen, d.h. in Vielfachen des Kehrwertes der Abtastfrequenz f_a :

$$t = \frac{1}{f_a} n \quad | n = 0,1,2,3\dots$$

Jeder einzelne Abtastwert des Sinussignals kann also berechnet werden:

$$x_n = \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{f_a} \cdot n\right)$$

Wir könnten jetzt eine Tabelle der Abtastwerte erstellen, z.B. für eine Frequenz von 100 Hz, abgetastet mit 8 kHz, für die Dauer einer Sekunde. (Natürlich könnte der Wert der Sinusfunktion jeweils über einen Algorithmus berechnet werden, wenn genug Rechnerleistung zur Verfügung stünde. Lösungen mit vorberechneten Tabellenwerten sind in der Regel schneller). Die Tabelle hätte 8000 Elemente, die jeweils den Momentanwert der 100 Hz-Schwingung angeben würden. Liest man die Tabelle im Takt von 8 kHz aus und gibt die Werte an einen A/D-Wandler, wird eine 100 Hz-Schwingung ausgegeben.

Wir wollen jetzt aber nicht nur Schwingungen einer begrenzten Dauer und einer festen Frequenz erzeugen, sondern Dauersignale beliebiger Frequenzen.

Da nach einer Periode der Sinusschwingung dieselben Werte auftreten, wird es reichen, nur eine Periode abzuspeichern, und diese Werte immer zu wiederholen. Und da die Sinusschwingung bei allen Frequenzen die gleiche Form hat, könnte es ja reichen, nur eine einzige Sinuskurve zu speichern, und durch geschickte Auswahl einzelner Werte jede beliebige Frequenz zu erzeugen.

3.2.2 Funktionsblöcke eines Direct Digital Synthesizers

Die Empfangsseite eines digitalen Übertragungssystems wird nun so modifiziert wie in Abbildung 7.

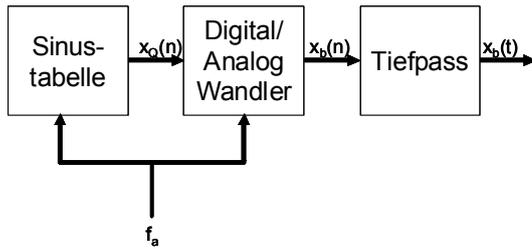


Abbildung 7: Ein Sinussignal wird über eine Tabelle erzeugt

In dem Block „Sinustabelle“ wird der jeweils passende Abtastwert ausgewählt und dem Digital/Analog-Wandler übergeben. Nach dem Tiefpass steht das analoge Signal zur Verfügung. Die Wandlung erfolgt wieder mit einer Abtastfrequenz, und diese Abtastfrequenz steuert die Auswahl des passenden Elements aus der Tabelle.

Das Geheimnis des DDS besteht als in der Auswahl *des richtigen Tabellenelements*, um damit *beliebige* Frequenzen zu erzeugen.

„Beliebig“ ist aber wieder auf einen bestimmten Bereich beschränkt, wenn wir uns das Abtasttheorem wieder vergegenwärtigen. Eine Sinusschwingung hat natürlich ganz genau nur einen Spektralanteil bei der Nennfrequenz, und das bedeutet, dass auf diese Weise Sinusschwingungen bis maximal zur halben Abtastfrequenz erzeugt werden können.

Das richtige Element wird ausgewählt, indem im Takt der Abtastfrequenz mit einer Schrittweite durch die Tabelle gegangen wird, die von der Ausgabefrequenz abhängt. Ist man am Ende der Tabelle angelangt, geht man wieder zum Anfang. Diese wichtigste Funktion des DDS wird *Phasenakkumulator* genannt.

3.2.3 Prinzip des Phasenakkumulators

Die Funktionsweise des Phasenakkumulators soll anhand eines Beispiel erklärt werden. Wir belegen eine Tabelle mit 20 Werten, die genau eine Periode einer Sinusschwingung repräsentieren (Abbildung 8).

Tabelleneintrag	Amplitudenwert
1	0,31
2	0,59
3	0,81
4	0,95
5	1,00
6	0,95
7	0,81
8	0,59
9	0,31
10	0,00
11	-0,31
12	-0,59
13	-0,81
14	-0,95
15	-1,00
16	-0,95
17	-0,81
18	-0,59
19	-0,31
20	0,00

Abbildung 8: Die Tabelle einer Sinusschwingung

Wird diese Tabelle mit der Schrittweite 1 im Takt der Abtastfrequenz durchlaufen, erhält man eine Ausgangsfrequenz von $f = \frac{f_a}{20} \cdot 1$, da jedes Element ausgegeben wird. Das Ergebnis ist in Abbildung 9 zu sehen.

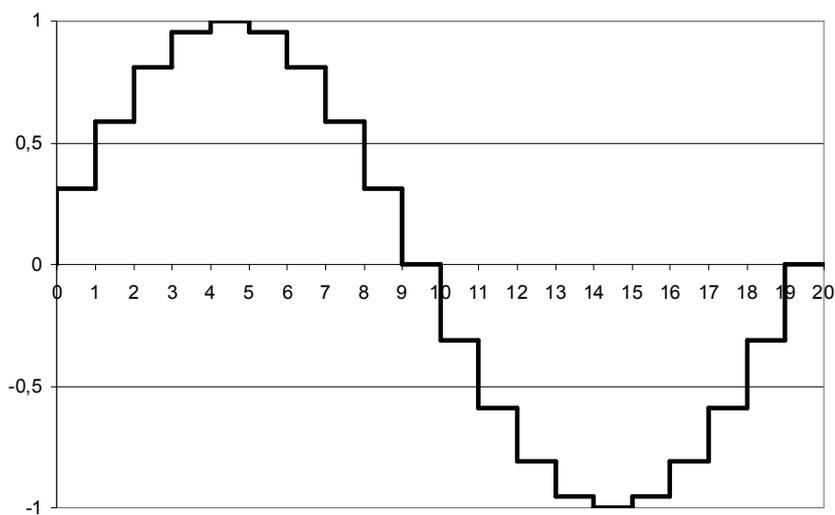


Abbildung 9: Die Sinusschwingung aus der Tabelle

Auf der Zeitachse sind die Perioden 1 bis 20 der Abtastfrequenz aufgetragen.

Wird eine Schrittweite von 2 gewählt, wird nur jedes zweite Element der Tabelle ausgegeben, die Frequenz beträgt dann $f = \frac{f_a}{20} \cdot 2 = \frac{f_a}{10}$ (Abbildung 10).

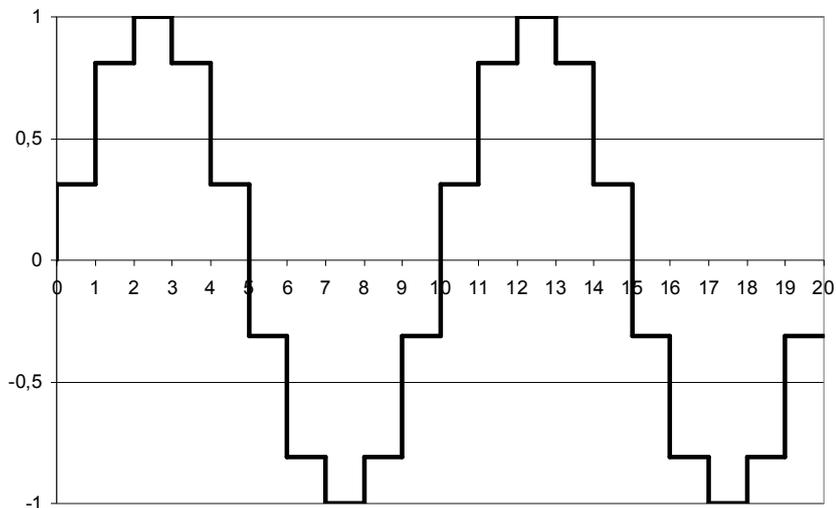


Abbildung 10: Die Sinusschwingung aus der Tabelle mit doppelter Frequenz

Genauso kann man mit einer Schrittweite von 0,5 durch die Tabelle gehen, d.h. erst nach jeweils 2 Takten wird das nächste Element ausgewählt. Die Frequenz beträgt jetzt $f = \frac{f_a}{20} \cdot 0,5 = \frac{f_a}{40}$ (Abbildung 11).

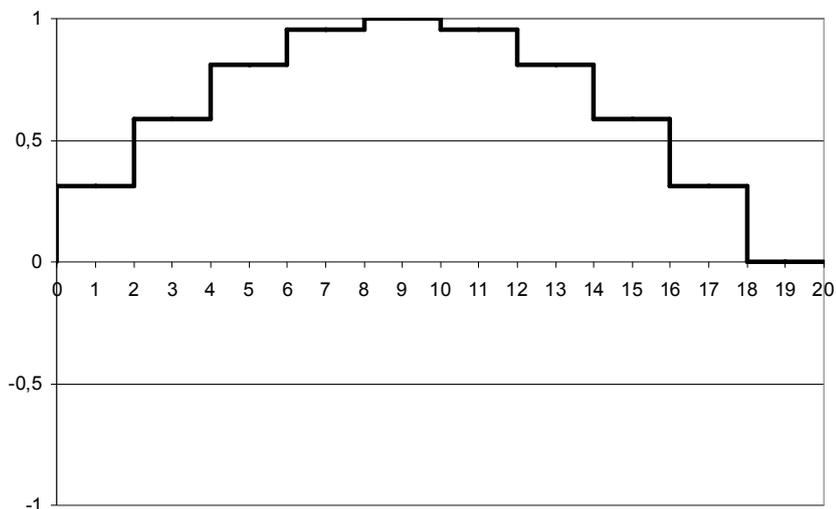


Abbildung 11: Die Sinusschwingung aus der Tabelle mit halber Frequenz

So kann mit der Schrittweite die erzeugte Frequenz vorgegeben werden.

Bei einer periodischen Schwingung bezeichnet man den Wert auf der x-Achse als *Phase*. In unserem Beispiel entspricht die Phase dem Index in die Tabelle, und der Zähler, der im Takt

der Abtastfrequenz mit der Schrittweite hochgezählt wird, legt diesen Index, also die Phase fest. Den Zähler bezeichnet man deshalb als Phasenakkumulator.

Abbildung 12 zeigt das vollständige Blockdiagramm des Direct Digital Synthesizers.

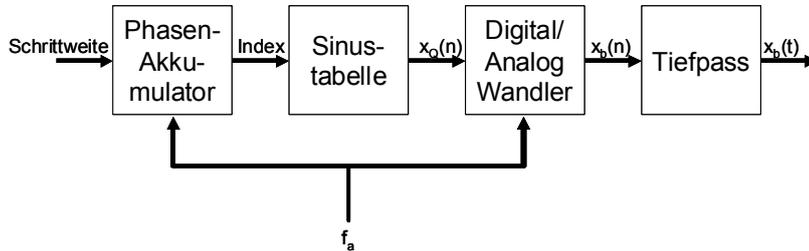


Abbildung 12: Das vollständige Blockdiagramm des Direct Digital Synthesizers

3.2.4 Bestimmung der Parameter

Die maximale gewünschte Ausgangsfrequenz des Synthesizers legt zuerst einmal die notwendige Abtastfrequenz fest, und die erlaubten Verzerrungen, d.h. die maximale Abweichung des Ausgangssignals von der Sinuskurve bestimmt die notwendige Auflösung, d.h. die Größe Quantisierungsstufen. Der Digital/Analog-Wandler muss mit den Vorgaben Abtastfrequenz und Auflösung arbeiten können.

Die Zahl der Quantisierungsstufen bestimmt auch die Wortlänge (die Zahl der Bits) der Tabellenwerte.

Nun fehlt noch die Größe der Tabelle, also die Zahl der Tabelleneinträge. Da die Zahl der Quantisierungsstufen festliegt, dann soll die Tabelle auch mindestens so viele Einträge haben, denn sonst würden manche Werte gar nicht vorkommen, und der Quantisierungsfehler würde größer. Man kann zeigen, dass die Zahl der Einträge bei einer Sinusfunktion viermal so groß sein muss wie die Zahl der Quantisierungsstufen, damit alle Quantisierungsstufen mindestens einmal auftreten. Mit anderen Worten soll die Wortlänge der Adresse um 2 Bit größer sein als die Wortlänge des Inhalts. Diese Bedingung ist natürlich nicht zwingend, wenn man auch größere Fehler zulassen will.

Der Phasenakkumulator muss nun alle Tabellenelemente adressieren können, muss also dieselbe Wortlänge haben wie die Tabellenadresse. Mit der Schrittweite 1 wird die niedrigste Frequenz erzeugt, eine Schwingung des Ausgangssignals ist dann vollständig, wenn das Ende der Tabelle erreicht ist.

Anhand eines Beispiels soll Vorgehen verdeutlicht werden:

Die Abtastfrequenz soll $f_a=1$ MHz betragen, die Wortlänge der Tabelle soll $M=8$ Bit betragen, und somit sollten $N=10$ Bit für die Adresse und den Phasenakkumulator vorgesehen werden.

Die Frequenz des Ausgangssignals beträgt

$$f = \frac{f_a}{2^N} \cdot s,$$

wobei s die Schrittweite angibt, also die Zahl mit der der Phasenakkumulator bei jedem Takt der Abtastfrequenz inkrementiert wird. Bei dem obigen Beispiel können die folgenden Frequenzen erzeugt werden:

s	1	2	3	4	400	500
f [kHz]	0,98	1,95	2,93	3,91	390,63	488,28

Tabelle 1: Mögliche Frequenzen

Die Auflösung der Einstellung beträgt $\frac{1MHz}{2^{10}} = \frac{1MHz}{1024} = 976,5625Hz$.

Die Auflösung hängt nur von der Wortlänge des Akkumulators ab. Wir können natürlich dessen Wortlänge vergrößern. Wenn die Tabellengröße aber nicht steigen soll, weil die Auflösung für die Ausgabe ausreichend ist, dann werden z.B. nur die 10 höchstwertigen Bits des Akkumulators für die Adressierung genommen, auch wenn der Akkumulator wesentlich mehr Bits hat.

Bei einem Akkumulator mit 16 Bits wäre die Auflösung für die Einstellung $\frac{1MHz}{2^{16}} = \frac{1MHz}{65536} = 15,2588Hz$. In diesem Fall ist natürlich die zeitliche Auflösung des ausgegebenen Signals nicht so fein, als wenn wir auch eine Tabelle mit 2^{16} Einträgen hätten. Bei einer Verbreiterung des Akkumulators auf 32 Bit wird eine Auflösung von $\frac{1MHz}{2^{32}} = \frac{1MHz}{4294967296} = 0,00023283Hz$ erreicht. Wohlgermerkt, das ist die Auflösung bei der Einstellung, und es wird tatsächlich die eingestellte Frequenz ausgegeben, aber das Ausgangssignal ändert sich nicht mit jedem Takt. Das nächste Tabellenelement wird erst nach jeweils $\frac{2^{32}}{2^{10}} = 2^{22} = 4194304$ Takten adressiert.

Eine höhere Frequenz wird durch eine entsprechend große Schrittweite erzielt. Diese Schrittweite wird im Englischen als *Phase Increment* bezeichnet.

Die Auflösung ist gleichzeitig die kleinste Frequenz, die erzeugt werden kann, denn dabei wird der Akkumulator bei jedem Takt nur um einen Schritt weitergezählt.

Unser Blockdiagramm des Synthesizers wird also nochmals erweitert, nämlich um die *Aufteilung* des Phasenakkumulators und um das *Phasen Inkrement Register* (Abbildung 13)

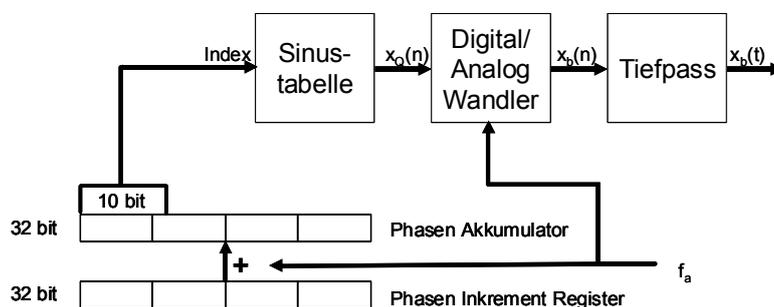


Abbildung 13: Das erweiterte Blockdiagramm des Direct Digital Synthesizers

Phasenakkumulator und Phasen Inkrement Register haben dieselbe Wortlänge, und bei jedem Takt wird der Inhalt des Phasen Inkrement Registers zum Akkumulator addiert. Nur die höchstwertigen 10 Bits werden für die Adressierung der Tabellenelemente genutzt. Läuft der Akkumulator über, dann verschwindet die übergelaufene Stelle, der Rest bleibt aber erhalten.

Zusammenfassung

Die wichtigsten Parameter für den Synthesizer sind

- Abtastfrequenz
- Die Zahl Quantisierungsstufen und damit die Wortlänge der Tabelleneinträge
- Die Zahl der Tabelleneinträge und damit die größte zeitliche Auflösung des Ausgangssignals
- Die Größe (Wortlänge) des Akkumulators und damit die maximale Auflösung der einstellbaren Frequenz und die niedrigste Frequenz

Diese Parameter müssen natürlich von der Hardware-Implementierung erfüllt werden, insbesondere der Digital/Analog-Wandler muss mit der Abtastfrequenz und der Wortlänge der Tabelleneinträge arbeiten können.

3.2.5 Modulation

Beim DDS-Verfahren liegen alle Parameter einer Sinusschwingung in digitaler Form vor, bevor der D/A-Wandler sie in eine analoge Schwingung umformt. Soll ein Signal zusätzlich *moduliert* werden, liegt es nahe, das Signal auch auf der digitalen Seite zu verändern:

- Die Frequenz kann moduliert werden, indem die Schrittweite (das Phasen Inkrement Register) verändert wird
- Die Phase kann moduliert werden, indem ein Wert direkt zum Phasenakkumulator addiert wird
- und die Amplitude wird moduliert, indem der Tabellenwert vor der D/A-Wandlung mit einem Wert multipliziert wird.

Auf diese Weise ist es möglich, ein moduliertes Signal mit genau vorgegebenen Eigenschaften zu erzeugen.

3.2.6 Beliebige Kurvenformen

Die Sinusschwingung ist in der Tabelle in der Form von Abtastwerten abgelegt. Durch andere Abtastwerte könnte jede *beliebige Kurvenform* dargestellt werden (im Englischen als *Arbitrary Waveform Generator* bezeichnet). Unter Berücksichtigung des Abtasttheorems werden die Signale aber bei höheren Frequenzen nicht mehr formgetreu ausgegeben. Eine Sinusschwingung enthält genau die Frequenz der Schwingung und keine Oberwellen und kann deshalb mit der doppelten Frequenz abgetastet werden. Jedes andere periodische Signal enthält aber Oberwellen, die je nach gewünschter Signalqualität auch noch ausgegeben werden müssen. Daher kann die Frequenz des erzeugten Signals nur viel geringer sein als die einer Sinusschwingung.

Interessante Kurvenformen sind z.B. Sägezahn oder Dreieck.

3.2.7 Charakteristik des erzeugten Signals

Wie wir bei den Grundlagen der digitalen Übertragung gesehen haben, wiederholt sich das Spektrum des Original-Signals jeweils bei Vielfachen der Abtastfrequenz. Nach dem D/A-Wandler muss also das Signal durch einen Tiefpass mit der *halben Abtastfrequenz* als

Grenzfrequenz begrenzt werden. Ein realer Tiefpass vermindert nur die Anteile oberhalb der Grenzfrequenz, so dass das Ausgangssignal trotzdem noch Anteile bei *höheren Frequenzen*, und auch die *Abtastfrequenz* selbst enthält. Daneben erkennt man in dem Spektrum auch ein Rauschen.

Infolge von Rundungsfehlern lassen sich die Frequenzwerte nicht ganz genau erzeugen. Die Schrittweite – das Phasen Inkrement – wird nach der Formel

$$s = \frac{f \cdot 2^N}{f_a}$$

berechnet. Die Schrittweite wird auf eine ganze Zahl gerundet, so dass die tatsächlich erzeugte Frequenz von der gewünschten abweicht, wenn der Term $\frac{f \cdot 2^N}{f_a}$ keine ganze Zahl ergibt.

Und natürlich tritt auch noch das Quantisierungsrauschen auf.

Zusammenfassung

Die wichtigsten Parameter für den Synthesizer sind

- Abtastfrequenz
- Die Zahl Quantisierungsstufen und damit die Wortlänge der Tabelleneinträge
- Die Zahl der Tabelleneinträge und damit die größte zeitliche Auflösung des Ausgangssignals
- Die Größe (Wortlänge) des Akkumulators und damit die maximale Auflösung der einstellbaren Frequenz und die niedrigste Frequenz

Diese Parameter müssen natürlich von der Hardware-Implementierung erfüllt werden, insbesondere der Digital/Analog-Wandler muss mit der Abtastfrequenz und der Wortlänge der Tabelleneinträge arbeiten können.

Mit dem DDS-Synthesizer kann das ausgegebene Signal moduliert werden, und es ist möglich, neben der Sinusschwingung auch andere Wellenformen zu erzeugen.

Frage 6:

Wodurch ist die höchste Frequenz bestimmt, mit der beim DDS-Verfahren ein Sinus-Signal erzeugt werden kann?

Frage 7:

Mit dem DDS-Verfahren, das oben als Beispiel angegeben wurde ($f_a=1$ MHz, Wortlänge der Tabelle $M=8$ Bit, $N=10$ Bit für die Tabellenadresse und Größe von Phasen Akkumulator und Phasen Inkrement Register) soll eine Frequenz von 4400 Hz erzeugt werden. Mit welchem Wert muss das Inkrement Register geladen werden?

Frage 8:

Welche kleinste und welche größte Frequenz kann damit erzeugt werden?

Frage 9:

Warum soll die Zahl der Tabelleneinträge für ein Sinus-Signal 4-mal so groß sein wie die Zahl der Quantisierungsintervalle, also der Zahl der erzeugbaren Amplitudenwerte?

Frage 10:

Eine Tabelle für einen Sägezahn soll erstellt werden. Die Zahl der unterschiedlichen Amplitudenwerte ist 256 (8 Bit). Wie viele Tabelleneinträge sind mindestens erforderlich?

3.3 Die Implementierung des Labor-DDS

Für den Laborversuch wurde der Direct Digital Synthesizer auf einem Microcontroller vom Typ AVR ATtiny 2313 von Atmel implementiert. Die Schaltung dafür ist sehr einfach, neben der Microcontroller, einem Quarzoszillator und einem D/A-Wandler wird nur noch eine Möglichkeit zur Eingabe der Frequenzen benötigt. Die Funktion des Synthesizers, abgesehen vom D/A-Wandler ist in Software (in der Programmiersprache C) realisiert. Die Schaltung basiert auf einer Artikelserie in der Zeitschrift Elektor [1]. Das Schaltbild ist in Kapitel 9 dargestellt.

Durch die sehr einfache Schaltung und den Microcontroller ist die Leistungsfähigkeit des Synthesizers natürlich begrenzt. Begrenzende Faktoren sind einmal die Taktfrequenz des Prozessors (20 MHz), die erforderliche Prozessorzeit für die Berechnungen und der vorhandene Speicher für die Tabelle.

Wie auch schon in den obigen Beispielen sind alle Zahlen Binärzahlen, die als Bytes in dem Controller dargestellt sind.

Die Abtastfrequenz wird von einem Timer des Microcontrollers vorgegeben, dessen Wert von der Taktfrequenz abgeleitet ist. Bei jedem Ablauf des Timers wird eine Interrupt-Prozedur aufgerufen, die den Akkumulator behandelt, die Tabelle adressiert und den Tabellenwert an den D/A-Wandler gibt. Dies Arbeiten benötigen Rechenzeit, die Rechenschritte müssen abgeschlossen sein, bevor der Timer erneut abgelaufen ist. Die Abtastfrequenz ist in dieser Implementierung auf 100 kHz eingestellt. Die Interrupt-Prozedur wird also alle 10 μ s aufgerufen, und damit bleibt genügend Zeit für die Ausführung der Rechenschritte.

Besonders effektiv arbeitet der Microcontroller mit der Datengröße von einem Byte, also 8 Bit. Deshalb ist der Inhalt der Tabelle auch ein Byte, so dass 256 verschiedene Werte dargestellt werden können. Wegen des begrenzten Speichers des Microcontrollers von 2 kB Flash (also nichtflüchtiger Speicher für Programm und Daten) wird die Tabelle auf 256 Einträge begrenzt. Damit kann sie mit einem Byte adressiert werden, für eine Sinusfunktion sind dann aber gar nicht mehr alle Quantisierungsstufen in der Tabelle vertreten.

Der Phasenakkumulator und auch das Phasen Inkrement Register wird mit jeweils 4 Bytes realisiert und nur die höchstwertigen 8 Bit des Phasenakkumulators werden für die Adressierung der Tabelle verwendet.

Das Byte der Tabelle wird über einen Port des Microcontrollers an einen externen D/A-Wandler gegeben, der über ein Widerstandsnetzwerk realisiert wird.

Das Programm, das bei jedem Timer-Interrupt aufgerufen wird und den aktuellen Wert an den A/D-Wandler gibt und den Phasenakkumulator aktualisiert ist in Abbildung 14 gezeigt.

```
ISR(TIMER1_OVF_vect)           //Interrupt Service Routine DDS
{
    PORTB=(pgm_read_byte(table + (DDSp>>24))) ; // fetch and output sine-sample
    DDSp += DDSd ;                // update phase accumulator
}
```

Abbildung 14: Die Befehle der Interrupt Service Routine

Man sieht, dass man mit ganz wenigen Befehlen auskommt. Im der ersten Zeile der Routine werden die höchstwertigen 8 Bit des Phasenakkumulators (*DDSp*) extrahiert, indem der Inhalt der 32 Bit-Variablen um 24 Bit nach rechts verschoben wird. Mit dieser Adresse wird die ausgewählte Tabelle (durch die Variable *table* identifiziert) adressiert, und der Inhalt über den Port B and den A/D-Wandler gegeben. In der folgenden Zeile wird der Phasen Akkumulator um die Schrittweite, die in der Variablen *DDSD* abgelegt ist erhöht.

Für den Versuch sind der Einfachheit halber einige feste Frequenzen vorgesehen, die über die über Kurzschlussstecker eingestellt werden können. Vier Kurvenformen (Sinus, Sägezahn, Dreieck und negative Exponentialfunktion) können ebenfalls über Kurzschlussstecker ausgewählt werden.

3.4 Beispiel eines DDS-Chips

Da die Abläufe beim DDS-Verfahren sehr einfach sind und auch nicht veränderlich sein müssen, ist eine Realisierung mit Software nicht zwingend. Im Gegenteil, eine reine Hardware-Lösung wird viel effizienter sein. Das Verfahren kann auf Integrierten Schaltkreisen (*Integrated Circuit* oder *Chip*) gut realisiert werden.

Die Firma *Analog Devices* stellt verschiedene ICs für das DDS-Verfahren her, die sich nach Anwendungsgebiet und erforderlicher Leistung unterscheiden. Ein IC, der AD9838 soll hier kurz vorgestellt werden. Das Datenblatt ist unter **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** zu finden. Analog Devices stellt auf der Internetseite auch ein Tutorial über DDS-Technik bereit **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.**

Der AD9838 enthält einen kompletten DDS, einschließlich des D/A-Wandlers auf einem Chip. Die Funktionsblöcke des Chips zeigt die Abbildung 15.

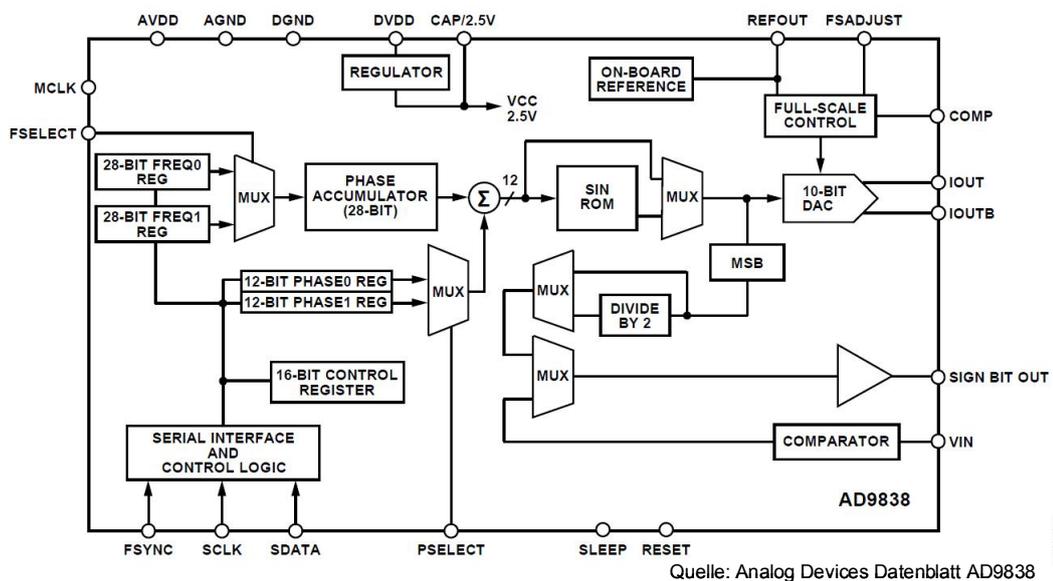


Abbildung 15: Das Blockdiagramm des Direct Digital Synthesizers AD9838

Die Taktfrequenz des Chips beträgt maximal 16 MHz, die maximale Ausgangsfrequenz beträgt 8 MHz. Der D/A-Wandler arbeitet mit einer Wortlänge von 10 Bit, die Sinustabelle hat 4096 Elemente, durch 12 Bit adressiert. Der Phasenakkumulator ist 28 Bit breit, davon adressieren nur die höchstwertigen 12 Bit die Tabelle.

Auf dem Chip befinden sich zwei 28 Bit Phasen Inkrement Register, die mit individuellen Werten vorbelegt werden können und über einen Pin ausgewählt werden. Damit kann auf einfache Weise die Ausgangsfrequenz umgeschaltet werden. Daneben gibt es noch zwei 12 Bit Register mit denen die Phase des Ausgangssignals moduliert werden kann. Diese Register und weitere Steuerregister können über ein SPI-Interface programmiert werden.

Es gibt noch einige Zusatzfunktionen auf dem Chip, u.a. auch die Erzeugung eines Sägezahns. Diese Kurvenform ist aber nicht in einer eigenen Tabelle abgespeichert, sondern wird erzeugt, indem die Tabellenadresse, um zwei Bit gekürzt, direkt dem D/A-Wandler übergeben wird.

4 Digitale Modulation

In diesem Abschnitt werden wir zuerst die Modulationsverfahren für digitale Signale wiederholen. In dem vorigen Kapitel haben wir gesehen, dass mit dem Verfahren der direkten digitalen Synthese alle Parameter der erzeugten Frequenz moduliert werden können. Prinzipiell wäre es also möglich, die verschiedenen Modulationsarten mit Hilfe dieser Synthese auch in einem Microcontroller zu implementieren. Wir werden aber noch eine effektivere Methode kennen lernen, mit der es möglich ist, trotz beschränkter Prozessorleistung höhere Frequenzen zu erreichen.

4.1 Einführung

Bei der Modulation eines sinusförmigen Trägersignals können alle Parameter des Signals beeinflusst werden. Das Trägersignal wird in der allgemeinen Form so beschrieben: $s = a \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \varphi)$ und bei der Modulation können alle Parameter durch das Nutzsignal beeinflusst werden. Wird a verändert, erhält man die Amplitudenmodulation, wird f verändert, die Frequenzmodulation, und bei der Änderung des Phasenwinkels φ erhält man die Phasenmodulation. Bei allen Modulationsarten ist die Voraussetzung, dass die Trägerfrequenz f viel größer ist als die Frequenz des Nutzsignals. Hier werden wir uns auf die Modulation mit digitalen Nutzsignalen beschränken, die Bitrate muss also klein sein.

Modulationsverfahren mit einem digitalen Nutzsignal, bei denen zwischen Zuständen hin und hergeschaltet wird, nennt man auch *Shift Keying*. Je nachdem, welcher Parameter verändert wird also *Amplitude Shift Keying* (ASK), *Frequency Shift Keying* (FSK) und *Phase Shift Keying* (PSK).

Bei einem binären Nutzsignal wird man zwei verschiedene Zustände wählen, bei ASK z.B. eine volle Trägeramplitude und eine auf 50% abgesenkte (Abbildung 16).

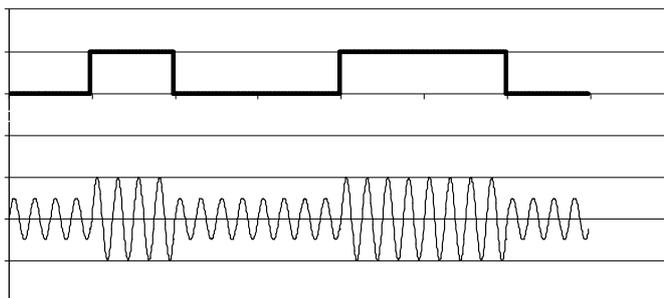


Abbildung 16: Amplitude Shift Keying, oben Nutzsignal, unten modulierte Trägersignal

Man sieht, dass bei dem Wert 1 des Nutzsignals eine höhere Amplitude erzeugt wird als bei dem Wert 0. Die Stärke, mit der das Nutzsignal den Träger beeinflusst, wird Modulationsgrad genannt. Er beträgt hier 0,33..., bei einer Trägeramplitude von 0 beim Wert 0 wäre der Modulationsgrad 1,0.

Der Modulationsgrad berechnet sich mit $m = \frac{\hat{U}_{\max} - \hat{U}_{\min}}{\hat{U}_{\max} + \hat{U}_{\min}}$ wobei mit \hat{U} der maximale und

minimale Spitzenwert des Trägers bezeichnet wird.

Die Frequenz ändert sich nicht. In diesem und den folgenden Bildern wurde die Trägerfrequenz sehr niedrig im Vergleich zu der Bitrate des Nutzsignals gewählt, um die Änderungen des Trägersignals überhaupt darstellen zu können. In der Praxis liegt die Trägerfrequenz sehr viel höher.

Bei FSK wird die Trägerfrequenz selbst nicht erzeugt, aber zwei Frequenzen, die z.B. um 100 Hz über oder unter der Trägerfrequenz liegen (Abbildung 17).

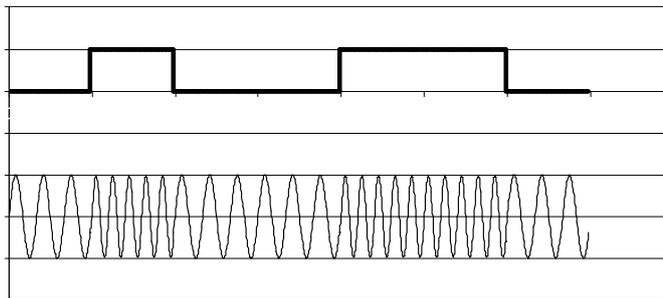


Abbildung 17: Frequency Shift Keying

In dem Bild wird die höhere Frequenz beim Wert 1 ausgesendet, die niedrigere beim Wert 0. Die Frequenzen stehen hier im Verhältnis 3/5, der – nicht vorhandene – Träger würde bei der Frequenz 4 liegen. Bei einem Träger von 400 Hz würden also die Frequenzen 300 Hz und 500 Hz verwendet.

Und bei PSK wird die Phase z.B. um 180° verändert (Abbildung 18).

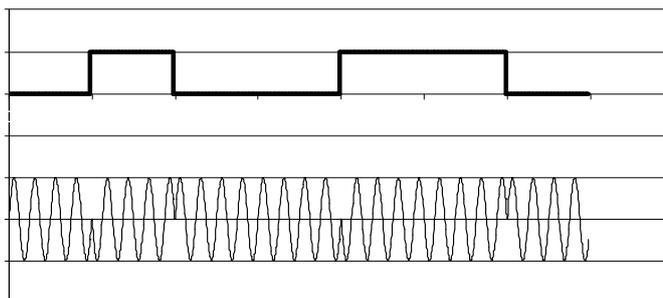


Abbildung 18: Phase Shift Keying

Bei dem Wert 0 des Nutzsignals ist der Träger „in Phase“ bei dem Wert 1 springt sie um 180°, beim Wert 0 wieder um 180°, d.h. das Signal kehrt in die ursprüngliche Phasenlage zurück. Bei der Phasenmodulation kann auch die *Differentielle Phasenmodulation* angewandt werden, wobei der Wert 1 jeweils einen Phasensprung verursacht, der Wert 0 nicht.

Es können natürlich mehr als nur zwei Zustände genutzt werden, also z.B. vier Amplitudenwerte, Frequenzen oder Phasenzustände. Bei vier Zuständen können also zwei Bits gleichzeitig übertragen werden. Und natürlich ist auch eine Kombination der

Modulationsverfahren möglich. Die Kombination aus Phasen- und Amplitudenmodulation ist weit verbreitet und unter dem Begriff *Quadratur-Amplituden-Modulation* (QAM) bekannt. Die Zahl der möglichen Zustände wird meist vorangestellt, also z.B. 16-QAM für die gleichzeitige Übertragung von 4 Bits. Die Zahl der Zustände kann bei manchen Verfahren sehr hohe Werte annehmen, bei der digitalen Fernseh-Übertragung über Breitbandkabel(DVB-C2) ist das Verfahren 4096-QAM vorgesehen.

Zusammenfassung

- Ein Trägersignal kann durch das Nutzsignal
- in seiner Amplitude
 - in seiner Frequenz und
 - in seiner Phase beeinflusst werden.

Die Frequenz des Trägersignals muss größer sein als die höchste Frequenz des Nutzsignals.

Frage 11:

Berechnen Sie den Modulationsgrad des DCF77-Signals, bei dem der Träger zu Beginn einer jeden Sekunde kurz auf 20% abgesenkt wird.

Frage 12:

Ein FSK-Signal wird auf der Frequenz 14,4673 MHz ausgestrahlt, der Frequenzhub beträgt 225 Hz. Welche Frequenzen treten auf?

Frage 13:

Ein digitales Signal mit einer Bitrate von 100 Bit/s wird mit der Quadratur Phasenmodulation (QPSK) auf einen Träger moduliert. Wie viele Zustände weist der modulierte Träger auf? Wie häufig ändert sich das Trägersignal maximal?

4.2 Frequenzerzeugung mit Microcontroller

Diese Modulationsverfahren können mit dem Prinzip der Direkten Digitalen Synthese erzeugt werden. In unserem Praktikumsversuch haben wir einen Microcontroller eingesetzt, der eine maximale Frequenz von ungefähr 50 kHz erzeugen konnte. Sollte der Controller auch noch die Änderungen durch die Modulation vornehmen, würde mehr Rechenzeit benötigt, und die Maximalfrequenz würde weit niedriger liegen. Die wesentlichen Merkmale der digitalen Modulation könnten trotzdem gezeigt werden. Wir wollen aber mit höheren Frequenzen arbeiten, damit auch reale Anwendungen möglich sind.

Dazu muss die Erzeugung der Frequenzen im Microcontroller effizienter gemacht werden, und wir gehen vom DDS-Prinzip ab.

Microcontroller haben meist eine umfangreiche Peripherie, mit der verschiedene Frequenzen erzeugt werden können, und auch über die Pulsweitenmodulation (PWM) analoge Amplitudenwerte dargestellt werden können. Diese Möglichkeit wollen wir uns zu Nutze machen.

4.2.1 Erzeugung von Rechteck-Signalen mit beliebiger Frequenz

Der Microcontroller kann über einen Timer den Zustand eines Ausgangs ändern und auch eine Interrupt-Prozedur aufrufen. Fangen wir mit der Änderung eines Ausgangs an. Über einen per Software einstellbaren Teiler liegt ein Rechteck-Signal an einem Ausgang an, mit einer Frequenz, die einem ganzzahligen Teil der Prozessorfrequenz entspricht. Man kann aber den Teiler verändern und erhält damit beliebige Ausgangsfrequenzen. Der Ausgang schaltet dann zwischen zwei Frequenzen um, deren Mittelwert die gewünschte Frequenz ergibt.

Dazu ein Beispiel: Soll der Microcontroller mit einem Takt von 20 MHz eine Frequenz von 125 kHz erzeugen, dann stellt man den Teiler auf 160 ein und erhält die gewünschte Frequenz. Bei 77,5 kHz geht das nicht so einfach, denn man müsste durch 258,064516129... teilen, aber natürlich sind nur ganzzahlige Teiler möglich. Teilt man durch 258, so liefert der Timer die Frequenz 77,51937... kHz, was in vielen praktischen Fällen genau genug wäre.

Es geht aber genauer, wenn man den Teiler gelegentlich über eine Interrupt-Prozedur ändert. Dann teilt man also durch etwas mehr als 258, nämlich durch 259. Und zwar mit einer Häufigkeit von 0,064516129..., was einer Rate von 15,5 entspricht. Nachdem „15,5 mal“ durch 258 geteilt wurde, wird einmal durch 259 geteilt. Wenn nun nach jeweils 15 Timer-Interrupts, die mit dem Teiler 258 aus dem Prozessortakt gewonnen wurden, der Teiler für einen Interrupt auf 259 gesetzt wird, dann erhält man eine Frequenz von 77,50060... kHz. Das Ausgangssignal hat eigentlich zwei Frequenzen 77,51937... und 77,22007..., die aber unterschiedlich häufig anliegen, aber im Mittel die 77,50060 kHz ergeben.

Dieses Teilungs-Verfahren nennt man auch *Fractional-N Division* im Gegensatz zu der *Integer-N Division* mit ganzzahligen Teilern.

Realisiert wird dieses Verfahren wieder so ähnlich wie beim DDS-Verfahren mit einem Akkumulator. Man berechnet aus der Umschaltrate eine Schrittweite, die bei jedem Interrupt in einem Akkumulator aufsummiert wird. Wenn der Akkumulator überläuft, wird der Teiler um eins erhöht, danach wird mit dem ursprünglichen Wert weitergearbeitet. Je größer der Akkumulator ist, desto genauer kann das Teilverhältnis eingestellt werden.

Bei einer Akkumulator-Größe von 24 Bit wird bei einer Schrittweite von $0,064516129 \cdot 2^{24} = 1082401$ mit genau der gewünschten Häufigkeit ein Überlauf erreicht. Der Teiler wird also auf 258 gesetzt und bei jedem Timer-Interrupt wird der Akkumulator um die Schrittweite erhöht. Läuft der Akkumulator über, wird der Teiler genau einmal auf 259 gesetzt. Der Überlauf des Akkumulators wird dann gelöscht.

```
ISR(TIMER1_OVF_vect) {
  DDS24 += deltaDDS24 ;           // Add increment to accumulator
  if (DDS24 & 0x1000000UL)        // Overflow of 24 bit accumulator, increase
  {
    ICR1 =TOP1+1 ;                // Divisor by 1
  }
  else {
    ICR1 =TOP1 ;                  // Use normal divisor
  }
  DDS24 &=0xfffffFUL ;           // Clear overflow
}
```

Abbildung 19: Die Implementierung im Microcontroller

Die Schaltung der Modulationsplatine ist in Kapitel 10 gezeigt.

4.2.2 Pulsweitenmodulation

Bei dieser Modulationsart, mit deren Hilfe die folgenden Modulationsarten erzeugt werden, liegt am Ausgang ein Rechteck-Signal an, dessen Impuls/Pausenverhältnis verändert werden kann. Werden alle Oberwellen des Rechtecksignals mit einem Filter, z.B. einem L/C-Schwingkreis, unterdrückt, steht ein harmonisches Signal zur Verfügung. Je nach der Dauer des Impulses verändert sich die Amplitude des Signals.

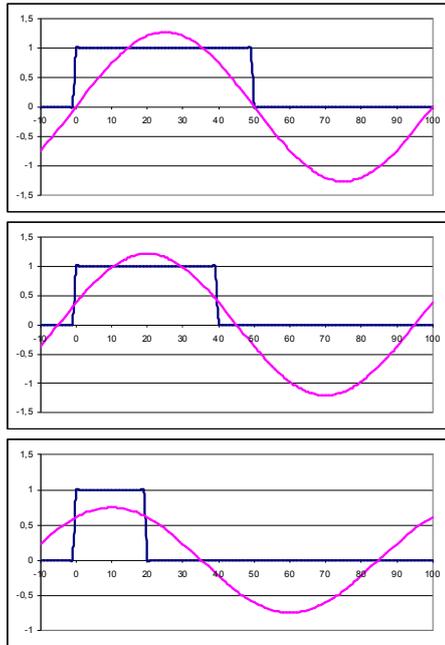


Abbildung 20: Pulsweitenmodulation

Die Abbildung 20 zeigt Die harmonische Schwingung bei den Impuls/Pausen-Verhältnissen von 50%, 40% und 20%. Man sieht in diesem Bild auch, dass die Phase der harmonischen Schwingung geändert wird, wenn die ansteigende Flanke des Rechtecksignals immer am gleichen Zeitpunkt liegt. Damit erhält man also eine Kombination aus Amplituden- und Phasenmodulation. Für eine reine Amplitudenmodulation muss der Rechteckimpuls seine Mitte aber immer bei einem Viertel der Periodendauer liegen.

In den folgenden Kapiteln wollen wir die Realisierung der Modulationsarten im Microcontroller kurz vorstellen. Wir beschränken uns auf die Modulation mit einem binären Nutzsignal („Bits“), so dass das modulierte Signal nur diskrete Zustände einnimmt.

4.2.3 Amplitude Shift Keying

Mit Hilfe der PWM kann also ganz einfach eine ASK-Modulation erzeugt werden, indem das Impuls-Pausen-Verhältnis abhängig von dem gerade zu sendenden Bit verändert wird, aber so, dass gleichzeitig die Phase gleich bleibt, also mit „phasenrichtiger PWM“. Der Timer des verwendeten Microcontrollers unterstützt dieses Verfahren („Phase Correct Pulse Width Modulation“).

4.2.4 Frequency Shift Keying

Die Frequenz des Ausgangssignals wird ganz einfach dadurch geändert, dass der Teilerfaktor für den Timer abhängig vom jeweiligen Bit verändert wird. Dabei kann natürlich das vorher diskutierte Verfahren eingesetzt werden. Bei der FSK-Modulation werden zwei Frequenzen erzeugt, die um den Frequenzhub kleiner oder größer als die Trägerfrequenz sind. Die Trägerfrequenz selbst tritt nicht auf.

4.2.5 Phase Shift Keying

Wie wir schon bei der PWM gesehen haben, tritt eine Phasenmodulation auf, wenn die Mitte des Impulses verschoben wird. Bei der Phasenmodulation wollen wir die Amplitude natürlich konstant halten, das Impuls/Pausen-Verhältnis bleibt also konstant. Je nach Wert des zu modulierenden Bits wird dann die Phase um einen bestimmten Betrag verschoben.

4.3 Simulation des Zeitzeichensenders DCF77

Damit Sie auch sehen können, dass die mit diesen Verfahren erzeugten Signale auch mit ganz normalen kommerziellen Empfängern demoduliert werden können werden wir zum Abschluss ein Signal erzeugen, das eine handelsübliche DCF77 Funkuhr einstellen kann.

4.3.1 Das DCF77 Protokoll

Der Zeitzeichensender DCF77 sendet auf der Langwellenfrequenz 77,5 kHz ein amplitudenmoduliertes Signal mit einer hochgenauen Frequenz aus. Über die Amplitudenmodulation werden die offizielle deutsche Zeit und das Datum übertragen.

Zu Beginn jeder Sekunde wird der Träger für eine Zeit von 100 ms oder 200 ms auf 20% abgesenkt, und damit wird die digitale Zeit- und Datumsinformation übertragen. Eine binäre Null wird durch die 100 ms-Absenkung dargestellt, eine binäre Eins durch die 200 ms-Absenkung. Zu Beginn der 59. Sekunde erfolgt keine Absenkung, dadurch wird der Beginn einer neuen Minute signalisiert.

Und mit jeder neuen Minute beginnt die Übertragung der Zeit- und Datumsinformation neu. Das Format der Daten ist in der Abbildung 21 gezeigt.

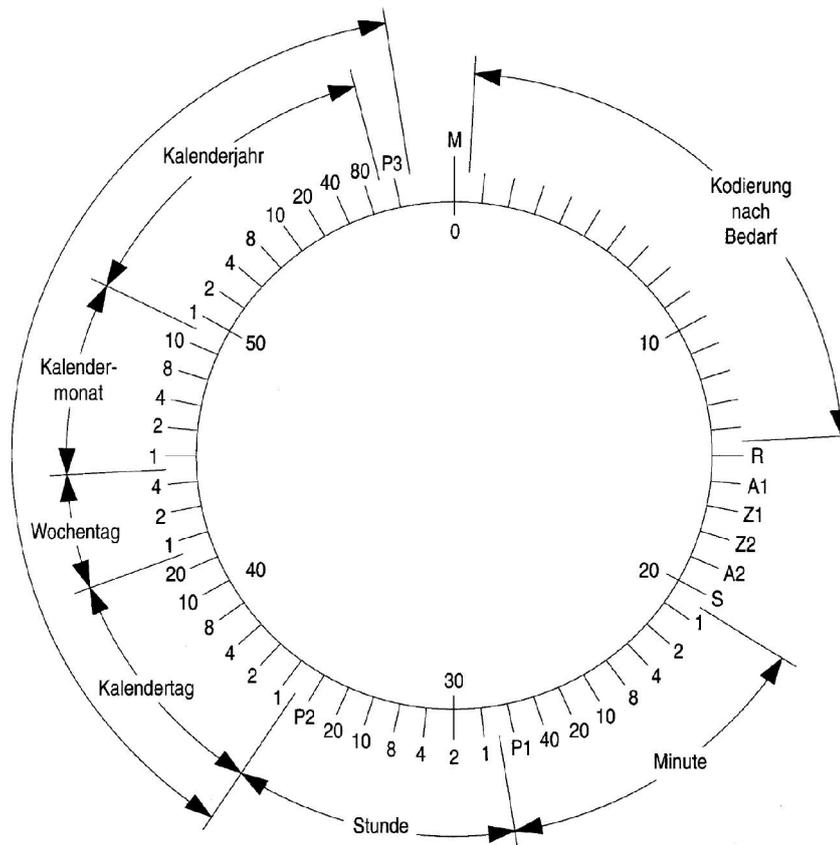


Abbildung 21: Das Format der Daten des DCF77 Zeitsenders

Die einzelnen Ziffern sind BCD-codiert, die markierten Bits haben die folgende Bedeutung:

- M: Minutenmarke
- R: Rufbit (wurde früher benutzt zur Alarmierung des Wartungspersonals)
- A1: Ankündigung eines bevorstehenden Wechsels von MEZ auf MESZ und umgekehrt
- Z1 (Z2): Zeitinformation entspricht MEZ (MESZ)
- A2: Ankündigung einer Schaltsekunde
- S: Startbit der kodierten Zeitinformation (0,2 s)
- P1, P2, P3: Prüfbits

Das DCF77-Protokoll ist ausführlich auf der Internetseite der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt beschrieben [5].

4.3.2 Die Implementierung im Microcontroller

Die Simulation des DCF77-Senders basiert auf der Software des Microcontrollers für die Modulation. Der 77,5 kHz-Träger wird über die Fractional-N Division aus dem 20 MHz-Takt erzeugt. Ein zweiter Timer veranlasst das Absenken der Amplitude für die Dauer von 100 ms oder 200 ms. Die DCF-Daten werden korrekt zusammengesetzt.

Das Signal wird über einen Schwingkreis mit einer Ferrit-Antenne ausgekoppelt.

4.4 Analyse des modulierten Signals

Bei der Einführung der Modulationsverfahren im Kapitel 4.1 haben wir die Auswirkung der Modulation auf das Trägersignal in den Abbildungen erkennen können. Zur Verdeutlichung wurden Trägerfrequenzen gewählt, die sehr niedrig sind und in derselben Größenordnung liegen wie die Bitrate des Nutzsymbols. In realen Systemen ist aber die Trägerfrequenz aber meist um ein Vielfaches höher. Betrachtet man ein moduliertes Signal mit einem Oszilloskop, so kann man zwar bei ASK noch die Amplituden-Änderungen erkennen, auch wenn die Trägerfrequenz nicht mehr aufgelöst wird. Aber bei der Frequenz- oder Phasenmodulation ist es sehr schwierig, die Änderungen zu identifizieren, selbst dann, wenn durch den Bittakt der Zeitpunkt einer Änderung genau bekannt ist. Im praktischen Versuch werden wir die Änderungen am modulierten Signal versuchen zu erkennen.

Um die modulierte Information auf dem Träger aber einfach zu beobachten, verwenden wir das Prinzip, das auch in einem Empfänger eingesetzt wird.

Die Empfängerschaltung setzt das empfangene Signal so um, dass Amplitude und Phase zu jedem Zeitpunkt berechnet werden können. Wenn diese Werte auch noch sinnvoll angezeigt werden, kann das modulierte Signal leicht interpretiert werden.

Der Empfänger ist ebenfalls auf einem Microcontroller implementiert. Sein Prinzip wird in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

Frage 14:

Berechnen Sie für einen Prozessor, der mit 20 MHz getaktet wird und einen Akkumulator mit 16 Bit hat, die Teiler und die Schrittweite für die Erzeugung einer Frequenz von 147,3 kHz. Welche Frequenz wird tatsächlich erzeugt? Welche Frequenz würde erzeugt, wenn der Akkumulator eine Breite von nur 8 Bit hätte?

Frage 15:

Berechnen Sie für einen Prozessor, der mit 20 MHz getaktet wird und einen Akkumulator mit 16 Bit hat die Teiler und die Schrittweite für die Erzeugung einer Frequenz von 80 kHz.

5 Das Grundprinzip des Empfängers

Der Empfänger ist auf einem Microcontroller implementiert, die Abläufe werden also nur durch die Software bestimmt. Die Implementierung von Modulations- und Demodulations-Verfahren – oder allgemein von Sende- und Empfangs-Funktionen per Software wird daher als *Software Defined Radio (SDR)* bezeichnet.

Das Grundprinzip der Empfangsschaltung ist der *Quadratur-Empfänger*, der das empfangene Signal in zwei Komponenten zerlegt, aus denen dann über einfache Rechnungen die momentanen Werte von Amplitude und Phase bestimmt werden können.

5.1 Der Quadratur-Empfänger

Bei dem Quadratur-Prinzip, unabhängig davon, ob als analoge Schaltung oder als SDR, wird das empfangene Signal – bei Bedarf schon verstärkt, gefiltert und in eine andere Frequenzlage umgesetzt – mit zwei lokal erzeugten Schwingungen derselben Frequenz aber mit einem Phasenunterschied von 90° gemischt, also multipliziert. Man kann auch von einem „Sinus-Signal“ und einem „Cosinus-Signal“ sprechen, da sie genau diesen Phasenunterschied haben. Am Ausgang der beiden Mischer steht dann ein *In-Phase*- und ein *Quadratur-Signal* an, die beide von einem Tiefpass gefiltert werden.

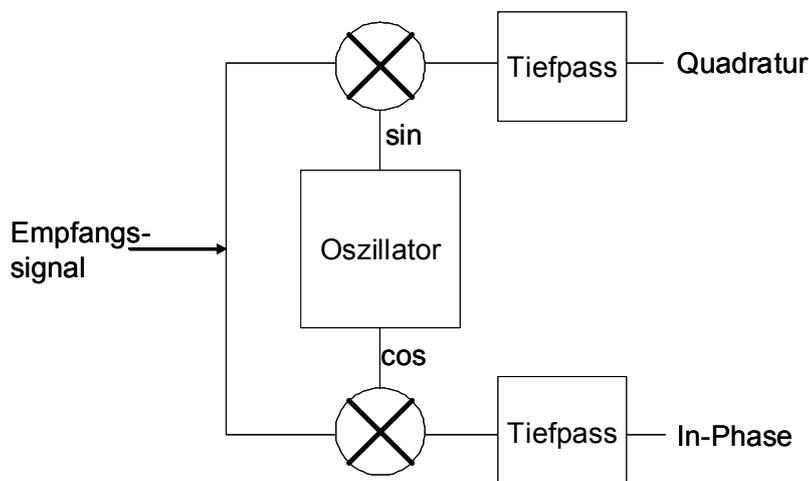


Abbildung 22: Das Prinzip des Quadratur-Empfängers

Abbildung 23 zeigt ein Eingangssignal mit einer Frequenz von 2 kHz und die beiden Ausgangssignale im Zeitbereich von 0 bis 0,01 s. Die obere Kurve zeigt das Quadratur-Signal, die untere Kurve das In-Phase-Signal. Man sieht, dass beide Ausgangssignale, von den Überschwingern durch das Einschalten des Eingangssignals abgesehen, nur Gleichanteile haben. Das Eingangssignal von 2 kHz wird mit dem lokalen Oszillator auf die Frequenz 0, also Gleichspannung gemischt.

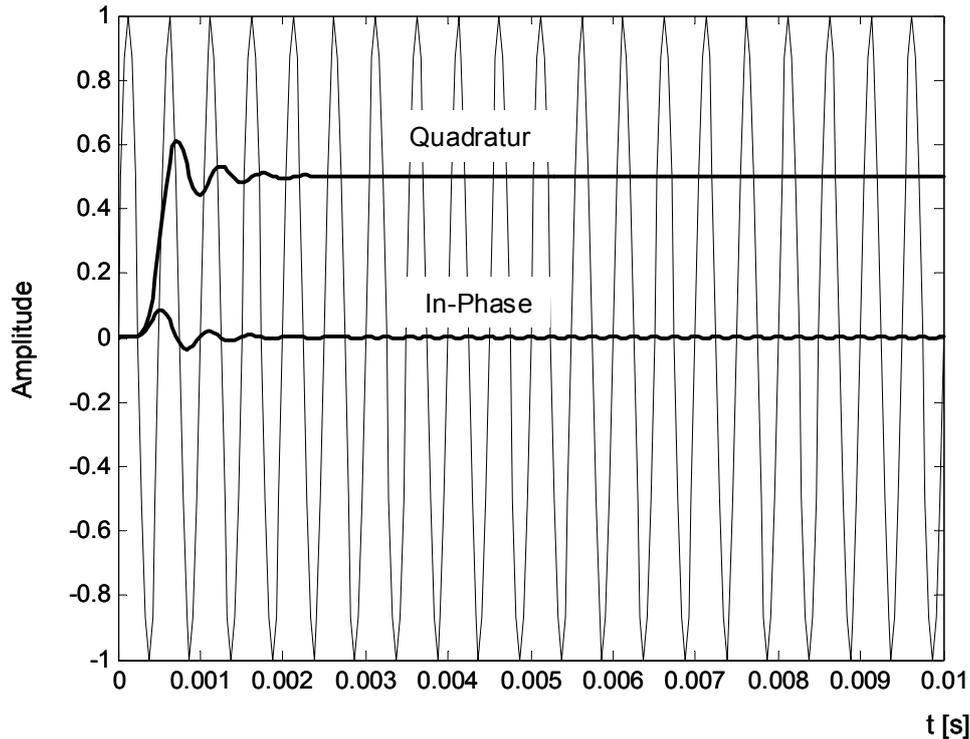


Abbildung 23: Ein- und Ausgangssignale des Quadraturempfängers

Wenn der lokale Oszillator mit derselben Frequenz schwingt, wie das Eingangssignal, dann wird dieses in das Basisband umgesetzt, die In-Phase- und die Quadratur-Komponenten haben nur einen Gleichstrom-Anteil. Das kann an einem Zeiger-Diagramm verdeutlicht werden.

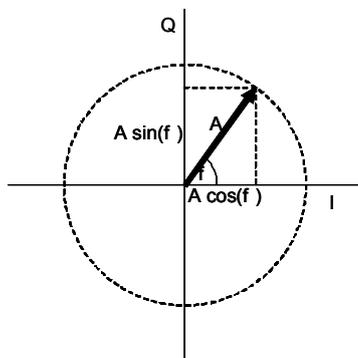


Abbildung 24: In-Phase- und Quadratur-Komponente im Zeigerdiagramm

Der Zeiger stellt das Eingangssignal mit der Amplitude A dar, und dreht sich mit dessen Frequenz. Das Koordinatensystem soll sich mit Frequenz des lokalen Oszillators drehen, der Zeiger steht also bei gleichen Frequenzen im Koordinatensystem still. Eine Phasenverschiebung zwischen Träger und lokalem Oszillator kann auftreten. Sie wird mit φ bezeichnet. Das Signal am Ausgang des unteren Tiefpasses, das In-Phase-Signal, entspricht im Zeiger-Diagramm der Projektion des Zeigers auf die x-Achse, das Signal am oberen Tiefpass, das Quadratur-Signal, der Projektion auf die y-Achse. Wir setzen die Amplitude des lokalen Oszillators mit 1 an, und erhalten dann die Größen $x = A \cdot \cos(\varphi)$ für die In-Phase-Komponente und $y = A \cdot \sin(\varphi)$ für die Quadratur-Komponente.

Die Amplitude des Eingangssignals ist die Länge, also der Betrag des Zeigers. Durch eine einfache Berechnung (Pythagoras) kann die Amplitude des Eingangssignals bestimmt werden:

$$\sqrt{x^2 + y^2} = \sqrt{(A \cdot \cos(\varphi))^2 + (A \cdot \sin(\varphi))^2} = \sqrt{A^2 (\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi))} = A \text{ da}$$

$$\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi) = 1.$$

Was passiert, wenn nun die Amplitude des Eingangssignals verändert wird? Immer noch unter der Voraussetzung, dass Träger- und lokale Frequenz identisch sind, ändern sich die Werte der In-Phase- und der Quadratur-Komponente und die jeweilige Amplitude kann aus den beiden Komponenten berechnet werden. Also spiegelt sich die Amplitudenmodulation in der Variation der beiden Komponenten wieder.

Die Phase, also der Winkel φ kann ebenfalls aus den beiden Komponenten berechnet werden:

$$\frac{y}{x} = \frac{A \cdot \sin \varphi}{A \cdot \cos \varphi} = \tan \varphi \text{ und } \varphi = \arctan \frac{y}{x}.$$

Der Arcustangens liefert nur die Ergebnis von $-\frac{\pi}{2}$ bis $\frac{\pi}{2}$ (also -90° bis 90°), man

muss also entsprechend umrechnen, wenn man als Ergebnis eine Phasenverschiebung von 0° bis 360° , oder auch darüber hinaus, erhalten möchte. Der Phasenwinkel des Eingangssignals ist auf den lokalen Oszillator bezogen.

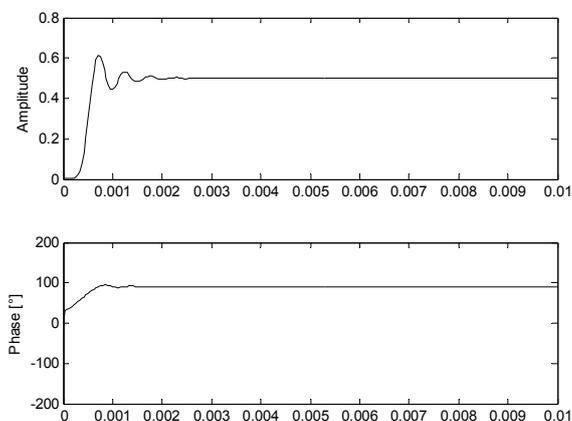


Abbildung 25: Amplitude und Phase berechnet aus In-Phase- und Quadratur-Signal

Die berechneten Werte zeigt die Abbildung 25. Wieder abgesehen vom Einschwingvorgang sind Amplitude und Phase konstant. Die Phasenlage wird mit 90° angezeigt, was daran liegt, dass am Eingang ein Sinus-Signal anliegt, das um 90° gegenüber dem Cosinus-Signal des lokalen Oszillators ,

Was passiert, wenn sich die Phase des Eingangssignals ändert? Bei einer sprunghaften Änderung, wie wir sie bei PSK erhalten, springen auch die Werte der beiden Komponenten, der jeweilige Phasenwinkel zeigt uns die Phasenmodulation an.

Betrachten wir nun den Fall, dass die Frequenzen des Trägers und des lokalen Oszillators nicht übereinstimmen. Der Zeiger des Eingangssignals dreht sich also in unserem sich drehenden Koordinatensystem. Ist die Eingangsfrequenz größer, dann dreht sich der Zeiger gegen den Uhrzeigersinn, ist die lokale Frequenz größer, dreht er sich im Uhrzeigersinn. Da sich an der Amplitude nichts ändert, bleibt auch das Ergebnis unserer Berechnung konstant, allerdings erhalten wir aus der Phasenberechnung immer andere Werte.

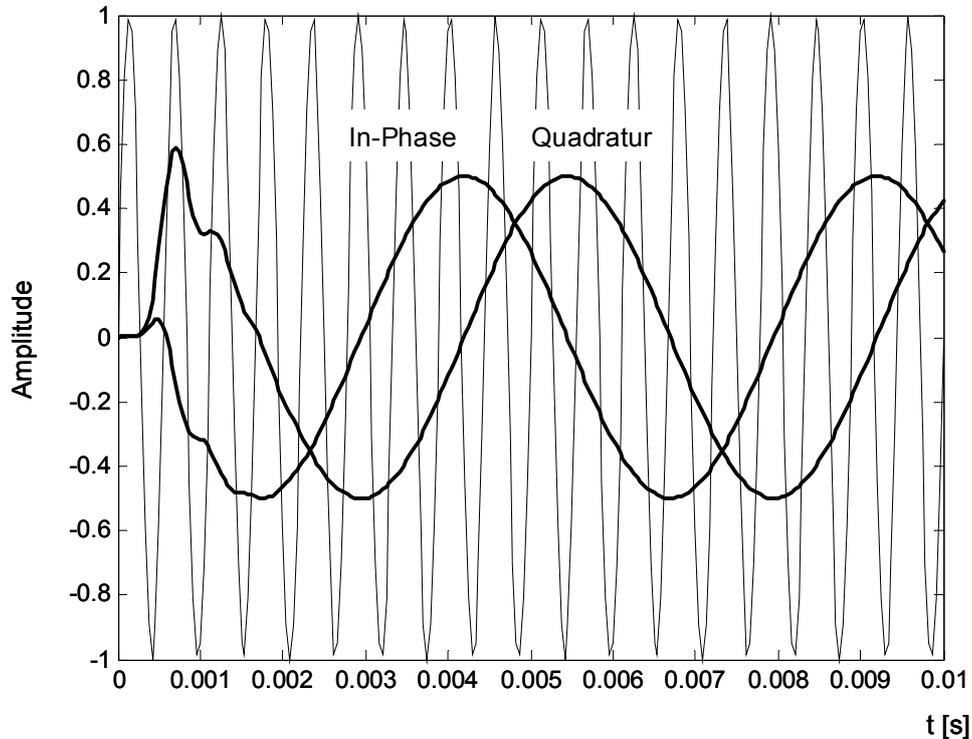


Abbildung 26: Eingangssignal mit 1,8 kHz und Ausgangssignale des Quadraturempfängers

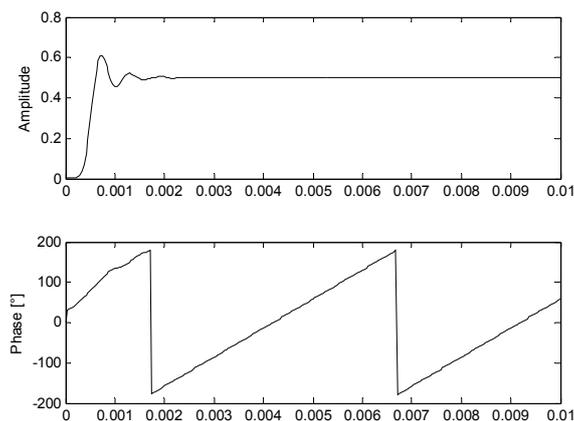


Abbildung 27: Amplitude und Phase berechnet aus In-Phase- und Quadratur-Signal

Ursache der Frequenzunterschiede werden in der Praxis eben die geringfügigen Abweichungen der beiden frei laufenden Oszillatoren auf der Sende- und Empfangsseite sein. Oder aber eine gewollte Abweichung auf der Sendeseite, nämlich eine Frequenzmodulation.

Bei unterschiedlichen Frequenzen erhalten wir kontinuierlich ansteigende (oder abfallende) Phasenwinkel. Die Frequenz wird als Ableitung der Phase dargestellt:

$$f = \frac{d\varphi}{dt}.$$

Wir können also aus dem Verlauf der Phase auch Frequenzänderungen erkennen.

5.2 Darstellung in der komplexen Ebene

Die Aufspaltung eines Signals in seine In-Phase- und Quadratur-Komponente erlaubt eine Darstellung in Form eines Zeigerdiagramms. Diese Darstellung kann auch als Darstellung in der komplexen Ebene interpretiert werden, wobei die In-Phase-Komponente dem Realteil und die Quadratur-Komponente dem Imaginärteil des Signals entspricht.

Das Signal wird durch einen Zeiger dargestellt, dessen Lage (der Phasenwinkel) und dessen Länge (die Amplitude) sich ändern können. Die Drehung des Zeigers im Koordinatensystem entspricht der Frequenz des Signals. Diese kann natürlich bei der Frequenzmodulation geändert werden, ebenso kann die Phase bei der Phasenmodulation geändert werden und die Amplitude bei der Amplitudenmodulation.

Bei der digitalen Modulation wird die diskrete Nutzinformation – ein Bit oder mehrere Bits – dem Trägersignal aufmoduliert. Jedes Bit oder jede Bitkombination entspricht also einem bestimmten Zustand des Trägersignals. Diese diskreten Zustände können ebenfalls als momentane Signalzustände in der komplexen Ebene dargestellt werden. Man spricht dann auch von einem Konstellationsdiagramm oder Zustandsdiagramm.

Besonders offensichtlich wird der Nutzen dieser Darstellung bei den höherwertigen Modulationsarten, wie der Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) in Abbildung 28. Dabei werden die erlaubten Zustände der Nutzinformation, also die Kombination mehrerer Bits, als Zustände des modulierten Signals in Form von Punkten in der Ebene dargestellt. Jeder Punkt entspricht einem Zeiger, der vom Ursprung ausgeht, und die Phase und die Amplitude repräsentiert.

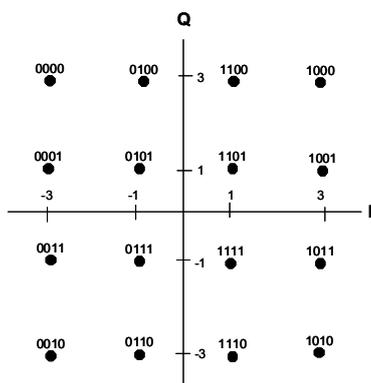


Abbildung 28: Das Konstellationsdiagramm der QAM

In einem solchen Diagramm können die verschiedenen Modulationsarten dargestellt werden. Die Zustände sind ideal, entsprechen also dem vom Sender erzeugten Signal. Durch Störungen auf dem Übertragungsweg werden die Zustände aber verändert.

5.3 Der digitale Quadratur-Empfänger

Bei einem digitalen Empfänger wird das analoge Eingangssignal so früh wie möglich abgetastet und quantisiert, so dass die weitere Verarbeitung digital erfolgen kann. Das Blockschaltbild eines solchen Empfängers zeigt Abbildung 29.

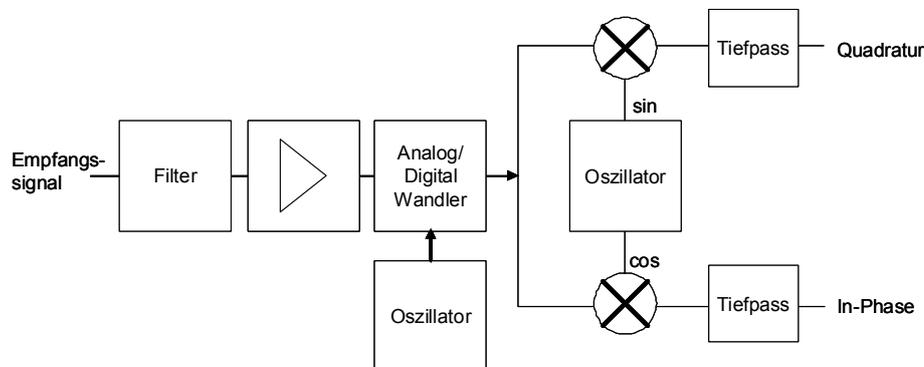


Abbildung 29: Das Blockschaltbild eines digitalen Empfängers

Das analoge Empfangssignal gelangt zuerst auf ein Bandpass-Filter, das nur den gewünschten Frequenzbereich durchlässt. Das Signal wird, falls erforderlich verstärkt und danach digital gewandelt. Die Abtastfrequenz des Wandlers wird von einem Oszillator vorgegeben. Die weiter Verarbeitung, nämlich die Mischung mit den phasenverschobenen lokalen Oszillatorsignalen und die nachfolgende Filterung erfolgt digital.

Es ist sinnvoll, die Abtastfrequenz und die Ableitung der beiden um 90° verschobenen Signale ebenfalls digital zu erzeugen, und zu multiplizieren. Und das geht sogar gleichzeitig mit der Abtastung des analogen Eingangssignals.

Wir wissen, dass ein analoges Signal mindestens mit dem Doppelten der höchsten darin vorkommenden Frequenz abgetastet werden muss. Wir müssen also ein Signal, das bei 2 kHz bandbegrenzt ist, mit mindestens 4 kHz abtasten. Natürlich sind auch höhere Abtaststraten möglich, wir wählen 8 kHz. In Abbildung 30 sehen wir oben das 2 kHz-Signal mit den abgetasteten Werten, darunter das 8 kHz Abtastsignal. Gleichzeitig tasten wir auch die beiden lokalen 2 kHz-Signale mit demselben 8 kHz-Abtastsignal ab. Diese beiden Signale sehen wir in Abbildung 30 unter dem Abtastsignal. In der Realisierung wird aber kein Signal abgetastet, sondern die beiden Signale des lokalen Oszillators werden aus der Abtastfrequenz synthetisiert. Sie sind dann mit der Abtastfrequenz in Phase, und somit treten nur die Abtastwerte 0, 1, 0 und -1 auf.

Jetzt brauchen wir nur die Werte des abgetasteten Eingangssignals mit den entsprechenden Abtastwerten der beiden lokalen Oszillatorsignale multiplizieren und erhalten das In-Phase- und das Quadratur-Signal – aber noch nicht gefiltert. Diese beiden Signale sehen wir in Abbildung 30 unten.

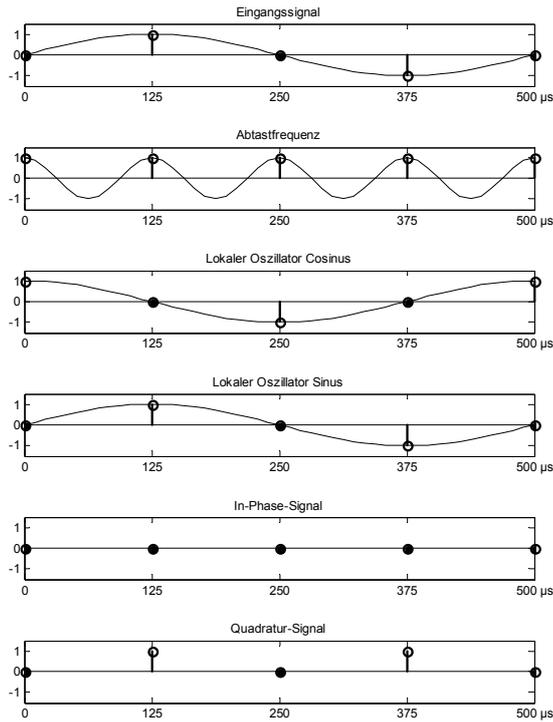


Abbildung 30: Die digitale Aufbereitung der Signale

Diese beiden Signale, die als Abtastwerte vorliegen, müssen noch gefiltert werden, und das macht man natürlich mit einem digitalen Filter, auf den wir hier aber nicht weiter eingehen werden.

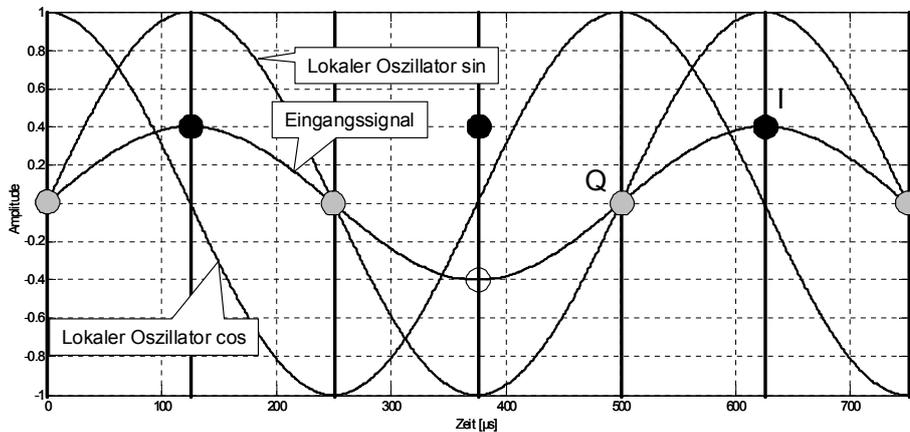


Abbildung 31: Eine andere Darstellung der Abtastung

5.4 Unterabtastung

In der Beschreibung des Abtasttheorems im ersten Kapitel haben wir gesehen, dass das Spektrum eines analogen Signals sich auf beiden Seiten jeder ganzzahligen vielfachen Abtastfrequenz befindet. Durch richtige Wahl der Abtastfrequenz ist es deshalb nicht nur möglich, das oben beschriebene 2 kHz-Signal am Eingang zu verarbeiten, sondern auch noch

höhere Frequenzen. Auf diese Weise kann ein bandbegrenztetes Eingangssignal in einem höheren Frequenzbereich in eine niedrigere Lage verschoben werden.

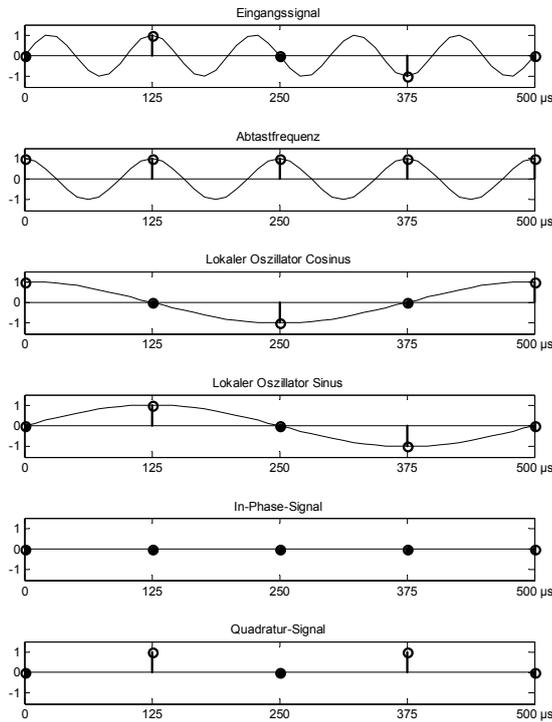


Abbildung 32: Die Unterabtastung eines 10 kHz-Eingangssignals

In Abbildung 32 sehen wir die gleichen Signale wie in Abbildung 30, allerdings beträgt die Eingangsfrequenz jetzt 10 kHz. Bei der Abtastung dieses Signals mit einer Abtastfrequenz von 8 kHz erhalten wir dieselben Werte wie bei dem 2 kHz-Eingangssignal. Wir können den Vorgang in zwei getrennten Stufen betrachten. Zuerst wird durch die Unterabtastung das Eingangssignal auf die „Zwischenfrequenz“ 2 kHz gemischt, und anschließend durch die Mischung mit dem lokalen Oszillator ins Basisband. Die Frequenz des lokalen Oszillators ist genau $\frac{1}{4}$ der Abtastfrequenz.

Das Spektrum eines Signals wird durch die Abtastung jeweils unterhalb und oberhalb der Abtastfrequenz wiederholt. Wir filtern das Signal mit den niedrigsten Frequenzen mit einem Tiefpass und unterdrücken damit alle höheren Frequenzen. Das Signal liegt jetzt nicht mehr bei 10 kHz, sondern im Basisband. Genauso wird ein Signal von 6 kHz in das Basisband verschoben (Abbildung 33).

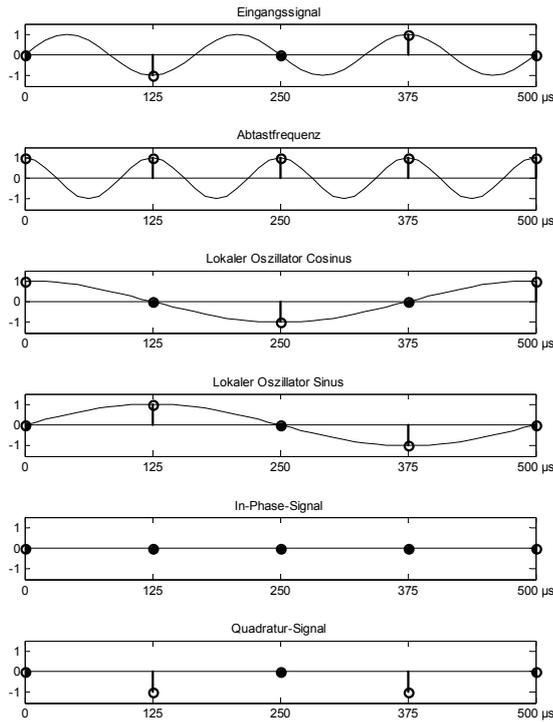


Abbildung 33: Die Unterabtastung eines 6 kHz-Eingangssignals

Abbildung 34 zeigt diese beiden abgetasteten Signale im Frequenzbereich.

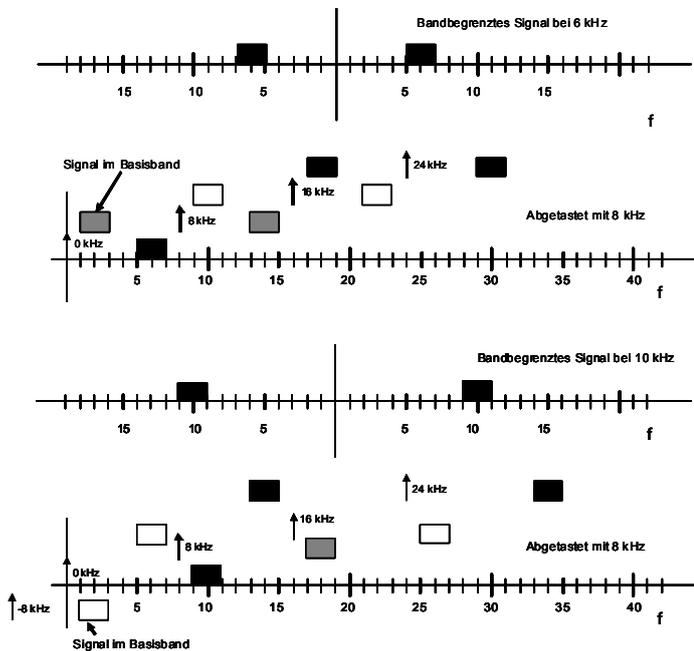


Abbildung 34: Die Unterabtastung von Bandpasssignalen bei 6 und 10 kHz

Mit unserer Abtastfrequenz von 8 kHz können wir also bandbegrenzte Signale mit der Frequenz von 6 kHz, 10 kHz, 14 kHz, 18 kHz usw. in das Basisband verschieben.

Mit dieser einfachen Methode der Abtastung erreichen wir also

- eine Umsetzung des Eingangssignals in eine niedrige Zwischenfrequenz oder ins Basisband,
- eine Mischung mit dem Cosinus-Signal und damit die I-Komponente des Eingangssignals und
- eine Mischung mit dem Sinussignal und damit die Q-Komponente des Eingangssignals.

Die Realisierung in einem Microcontroller ist denkbar einfach.

5.5 Berechnung von Amplitude und Phase

Die, wie oben beschrieben, erzeugten I- und Q-Signale werden jetzt einem Tiefpassfilter zugeführt, der die höheren Anteile unterdrückt. Das Tiefpassfilter wird natürlich auch digital realisiert, z.B. indem ein gleitender Mittelwert gebildet wird.

Aus den beiden gefilterten Werten kann jetzt laufend die Amplitude und die Phase berechnet werden. Im Prinzip kann das mit

$$A = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \text{und} \quad \varphi = \arctan \frac{y}{x} \text{ erreicht werden.}$$

Diese Berechnungen mit Fließkommazahlen sind für einen Microcontroller aber zu zeitaufwendig, so dass man hier eine äquivalente Berechnung mit dem sogenannten „CORDIC“-Verfahren durchführt. Wir erhalten also zu jedem Abtastwert des Eingangssignals – oder wenn dies den Prozessor überlasten würde – zu jedem n-ten Abtastwert die Amplitude und die Phase des Eingangssignals.

5.6 Die Implementierung im Microcontroller

Der Microcontroller verfügt über einen Analog/Digital-Wandler, der über einen Timer-Interrupt kontinuierlich gestartet wird, so dass das Eingangssignal in gleichmäßigen zeitlichen Abständen als binärer Wert vorliegt. In dem obigen Beispiel tritt ein Timer-Interrupt mit der Rate von 8 kHz auf, wir tasten also mit 8 kHz ab.

Die Verarbeitung wird nun in vier Phasen geteilt:

- beim ersten Timer-Interrupt wird der Wert des Analog/Digital-Wandlers unverändert als I-Komponente gespeichert („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert +1 des abgetasteten Cosinus-Signals multipliziert“), die Q-Komponente wird auf Null gesetzt („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert 0 des abgetasteten Sinus-Signals multipliziert“)
- beim zweiten Timer-Interrupt wird die I-Komponente Null („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert 0 des abgetasteten Cosinus-Signals multipliziert“), der Wert des Analog/Digital-Wandlers wird unverändert als Q-Komponente gespeichert („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert +1 des abgetasteten Sinus-Signals multipliziert“)
- beim dritten Timer-Interrupt wird der Wert des Analog/Digital-Wandlers negiert und als I-Komponente gespeichert („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert -1 des abgetasteten Cosinus-Signals multipliziert“), die Q-Komponente wird Null
- beim vierten Timer-Interrupt wird die I-Komponente Null, der Wert des Analog/Digital-Wandlers wird negiert und als Q-Komponente gespeichert („das Eingangssignal wird mit dem aktuellen Wert -1 des abgetasteten Sinus-Signals multipliziert“)

Danach wird der Ablauf mit dem ersten Schritt wiederholt.

Der Microcontroller, der in dem Versuch verwendet wird, kann ein Signal mit einer Rate von ungefähr 11000 pro Sekunde abtasten. Wir müssen also für die Unterabtastung eine Rate wählen, die in dieser Größenordnung liegt, und wir müssen mit einem Viertel dieser Rate (den cos- und sin-Signalen) das unterabtastete Signal in das Basisband mischen.

In unserem obigen Beispiel tasten wir mit 8 kHz ab, das resultierende Signal muss bei 2 kHz liegen, da wir anschließend mit 2 kHz auf die Frequenz 0 mischen.

Für die Abtastrate in Abhängigkeit der Empfangsfrequenz kann allgemein angegeben werden:

$$f_a = \frac{f_e}{\left(n \pm \frac{1}{4}\right)}$$

Jetzt muss der Wert für n so gewählt werden, dass die Abtastrate im möglichen

Bereich liegt (hier um die 11 kHz), und sich auch möglichst leicht erzeugen lässt, also durch einen ganzzahligen Teiler aus der Prozessorfrequenz. Für die im Versuch verwendete Empfangsfrequenz von 125 kHz wählen wir für n den Wert 11 und das Pluszeichen, so dass wir auf eine Abtastrate von 11,11 kHz kommen. Diesen Wert erhält man durch Teilen des 20 MHz Prozessortakts durch 1800.

Mit diesem einfachen Ablauf erhält man nacheinander die Abtastwerte der I- und der Q-Komponente. In dem Programm des Microcontrollers werden die Abtastwerte jeweils noch gefiltert, und dann werden aus diesen Werten Amplitude und Phase berechnet.

Diese Werte könnten zwar in digitaler Form gespeichert, oder an einen PC übertragen werden, damit wäre aber der Microcontroller überfordert. Deshalb sollen die Werte als analoge Spannungen auf einem Oszilloskop angezeigt werden.

Der Microcontroller setzt die berechneten Werte mit einem Digital/Analog-Wandler also wieder in Spannungswerte um.

Die Schaltung des Empfängers ist identisch mit Modulationsplatine, in Kapitel 10 gezeigt ist.

5.7 Die Darstellung von Amplitude und Phase

Der Analog/Digital-Wandler des Empfängers arbeitet mit einer Referenzspannung von 1,1 V, er deckt einen Wechselspannungsbereich von -0,54 bis +0,54 V ab. Spannungen außerhalb dieses Bereichs werden begrenzt und mit der Clipping-LED angezeigt.

Der Digital/Analog-Wandler des Microcontrollers kann Spannungen im Bereich 0 bis 5 V erzeugen. Über einen Tiefpass am Ausgang können diese Spannungen direkt auf einen Zweikanal-Oszillografen gegeben und angezeigt werden.

Um einen möglichst großen Eingangsspannungsbereich abzudecken, wird die Amplitude logarithmisch dargestellt, mit einem Faktor von 20 dB/V. Eine Ausgangsspannung von 4 V entspricht der Eingangsspannung von 1 V_{pp}, also 0 dBV. Die Anzeige geht also von -80 dBV (0 V Ausgangsspannung) bis +20 dBV (5 V).

Aus dem Spannungswert auf dem Oszillografen (U_a) kann die Eingangsspannung mit $u = 20 \cdot U_a - 80 [dBV]$ oder $u = 10^{U_a - 4} [V]$ berechnet werden.

Die Phase des Eingangssignals wird linear dargestellt, der Spannungsbereich von 0 V bis 5 V entspricht einem Phasenwinkel von 0° bis 360°. Der Phasenwinkel bezieht sich natürlich dabei auf den Taktgenerator des Microcontrollers.

In dem folgenden Bild ist ein Beispiel für die Ausgabe dargestellt.

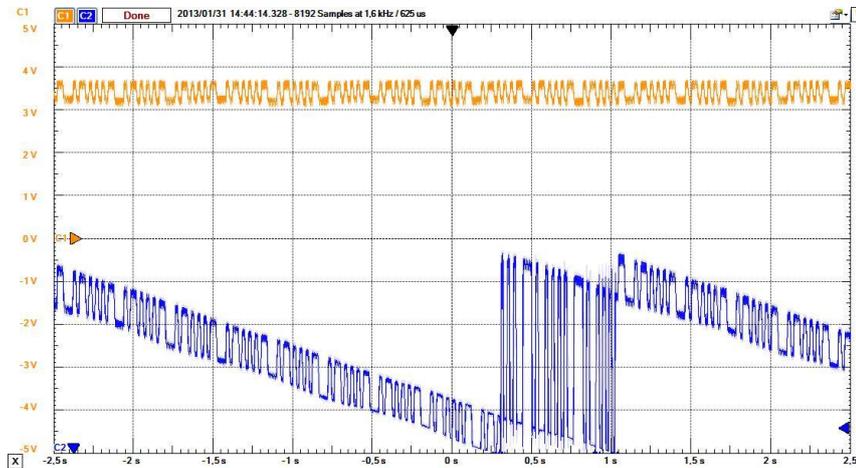


Abbildung 35: Die Darstellung der Ausgabesignale

Die obere Kurve zeigt die Amplitude des Eingangssignals, die untere die Phase. Hier wurde ein pulswidenmoduliertes Signal mit einer Frequenz von 125 kHz dargestellt, das sowohl eine Amplituden- als auch eine Phasenmodulation aufweist.

Die Amplitudeanzeige schwankt zwischen ungefähr 3,2 V und 3,6 V, was den Werten -16 dBV und -8 dBV (also ca. 0,16 und 0,39 V) entspricht.

Die Phase ändert sich anfangs um ca. 0,7 V, was einem Winkel von 50° entspricht. Außerdem wird der Phasenwinkel langsam kleiner (ca. 5 V in 4 s). Und schließlich treten (bei ungefähr 0,5 s) große Änderungen auf. Diese großen Änderungen sind nichts anderes als ein Sprung von 50° auf 340°, also ungefähr um 70° im Uhrzeigersinn. Dass es hier 70° sind und nicht auch 50° liegt daran, dass die Versorgungsspannung bei der Aufnahme des Oszillogramms nicht genau bei 5 V lag.

Die langsame Phasenänderung rührt daher, dass Sender und Empfänger nicht synchronisiert sind, ihre Frequenz unterscheidet sich geringfügig (der Sender ist um eine Schwingung in 4 Sekunden schneller als der Empfänger).

5.8 Amplituden der I- und Q-Komponenten

Die I- und Q-Komponenten werden auf dem Oszillografen linear skaliert, es werden ja die Kurvenformen der Komponenten dargestellt. Auch hier wird der Bereich von 0 bis 5 V ausgegeben und entspricht einem Eingangsspannungsbereich von -0,54 V bis +0,54 V.

Die Eingangsspannung kann aus dem Spannungswert am Oszillografen mit

$$u = \frac{(U_a - 2,5)}{5} \cdot 0,54 \text{ [V]}.$$

Frage 16:

Wie sehen die Konstellationsdiagramme für ASK und PSK aus? Skizzieren Sie diese.

Frage 17:

Welche Ausgangssignale erzeugt der oben beschriebene Quadratur-Empfänger, der mit 8 kHz arbeitet, wenn eine Sinusschwingung mit 1,5 kHz am Eingang anliegt?

Frage 18:

Welche Ausgangssignale erzeugt er, wenn eine Sinusschwingung mit 2,001 kHz am Eingang anliegt?

Frage 19:

Die I-Komponente des Empfängers hat eine konstante Spannung von 0,25 V, die Q-Komponente von 0,2 V. Beschreiben Sie das Eingangssignal.

Frage 20:

Welche sinnvolle Abtastfrequenz kann verwendet werden, um mit einem Quadraturempfänger ein Signal bei 77,5 kHz ins Basisband umzusetzen?

6 Versuchsdurchführung

6.1 Direct Digital Synthesis

6.1.1 Berechnung der Phasen Inkrement- Werte

Das Phasen Inkrement in dem Labor-DDS (Kapitel 3.3) ist für verschiedene Frequenzen im Microcontroller abgespeichert und wird bei der Auswahl über Kurzschlussstecker geladen.

Frage 21:

Welche Werte für das Phasen Inkrement müssen bei den verschiedenen Frequenzen geladen werden? Setzen Sie die berechneten Werte in die folgende Tabelle ein.

Frequenz	Phasen Inkrement
23 μ Hz	
100 mHz	
1 Hz	
500 Hz	
1 kHz	
5 kHz	
10 kHz	
50 kHz	

Tabelle 2: Der Zusammenhang zwischen Frequenz und Phasen Inkrement

6.1.2 Vorbereitung des Versuchs

Versorgen Sie den DDS Generator über ein USB-Netzgerät mit Spannung und schließen Sie den Oszillographen an die Ausgangsbuchse an.

Mit dem vorhandenen Oszillographen können die Bilder direkt auf einem USB-Stick abgespeichert werden, so dass Sie die Oszillogramme gut in Ihre Versuchsberichte einbinden können.

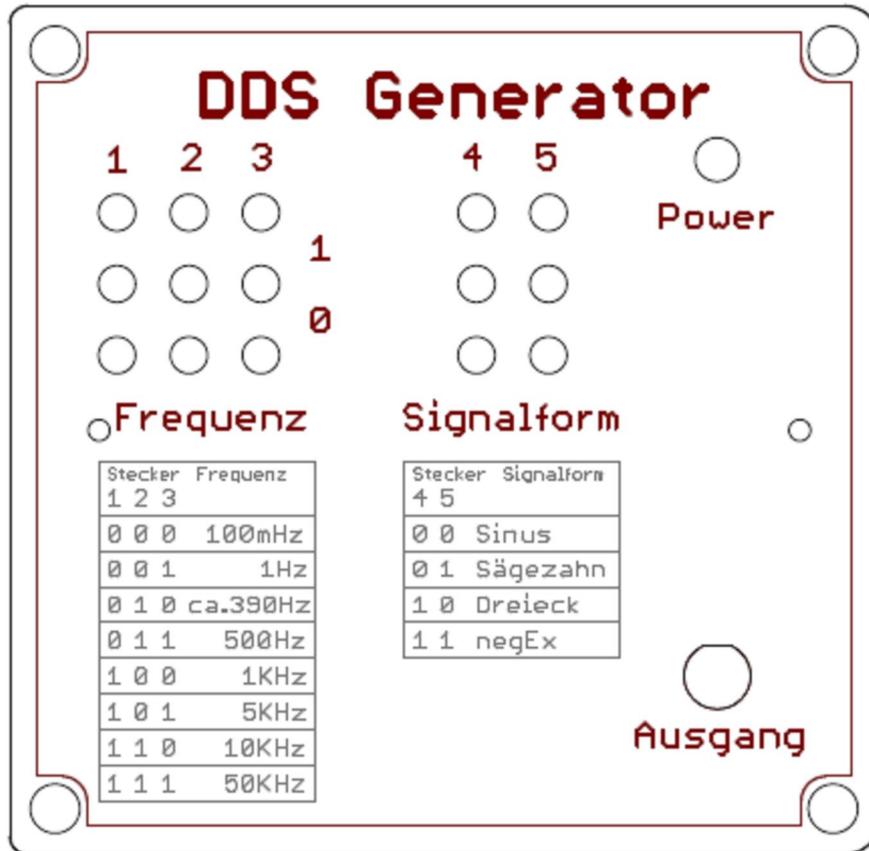


Abbildung 36: Die Frontplatte des Versuchs DDS

Zuerst arbeiten Sie mit einem Sinus-Signal, das ohne Stecker im Feld Kurvenform ausgewählt ist. Die Frequenzen und Kurvenformen können anhand der folgenden Tabellen ausgewählt werden. „0“ bedeutet „kein Stecker“, „1“ „Stecker gesteckt“.

Stecker	Frequenz
1 2 3	
000	100 mHz
001	1 Hz
010	Ca. 390 Hz
011	500 Hz
100	1 kHz
101	5 kHz
110	10 kHz
111	50 kHz

Tabelle 3: Die Einstellung der Frequenz

Stecker	Signalform
4 5	
00	Sinus
01	Sägezahn
10	Dreieck
11	negEx

Tabelle 4: Die Einstellung der Signalform

6.1.3 Untersuchung eines 1 kHz Signals

Stellen Sie die Frequenz 1 kHz ein und nehmen Sie das Oszillogramm auf. Wählen Sie dazu eine geeignete Verstärkung des Eingangssignals und eine passende Zeitbasis-Einstellung. Beschreiben Sie das aufgenommene Signal.

Schalten Sie den Oszillographen auf Spektrumsanzeige und nehmen Sie das Spektrum des Signals auf. Beschreiben Sie die einzelnen Anteile (in Frequenz und Größe) und nennen Sie Gründe für deren Auftreten.

6.1.4 Untersuchung eines 5 kHz Signals

Führen Sie die gleichen Schritte für die Frequenz 5 kHz durch.

6.1.5 Untersuchung eines 50 kHz Signals

Führen Sie die gleichen Schritte für die Frequenz 50 kHz durch.

6.1.6 Untersuchung eines 1 kHz Sägezahn-Signals

Bei der Frequenz 1 kHz betrachten Sie die Kurvenform „Sägezahn“. Wie verändert sich das Ausgangssignal bei höheren Frequenzen?

Vergleichen Sie den Sägezahn mit den beiden anderen Kurven „Dreieck“ und „NegEx“ (einer Funktion mit dem Verlauf $-e^{-t}$).

6.1.7 Diskussion des Verfahrens

Was passiert bei der Frequenz-Einstellung „010 ca. 390 Hz“?

Wo liegen die Nachteile des Verfahrens?

Welche Kurvenformen können nicht realisiert werden?

6.2 Digitale Modulation

6.2.1 Vorbereitung des Versuchs

Schließen Sie den Modulator an ein USB-Netzgerät an und verbinden Sie den 4-Kanal-Oszillographen mit den Buchsen „Bit“ (Kanal 1), „Analog“ (Kanal 2) und „PWM“ (Kanal 3).

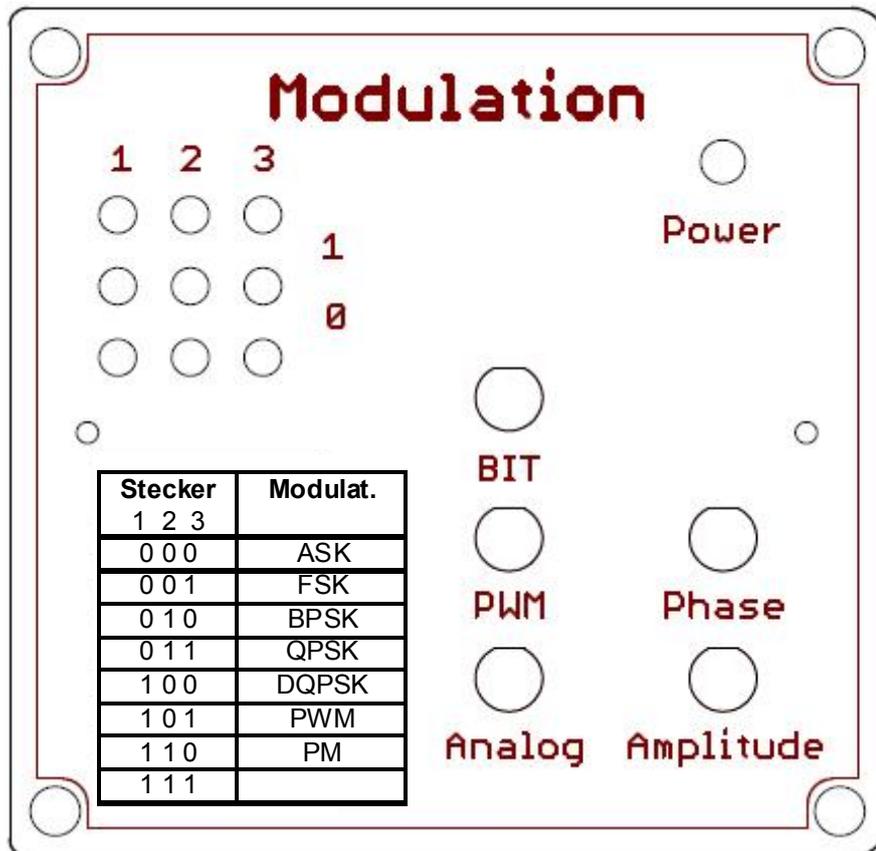


Abbildung 37: Die Frontplatte des Versuchs Modulation

Das Modulationsverfahren wird über die Kurzschlussstecker nach der Tabelle ausgewählt.

Stecker	Modul.-verfahren
1 2 3	
000	ASK
001	FSK
010	BPSK
011	QPSK
100	DQPSK
101	PWM
110	PM
111	

Tabelle 5: Die Einstellung des Modulationsverfahrens

Wie beim Versuch „DDS“ bedeutet hier eine „1“ einen gesteckten Kurzschlussstecker, eine „0“ keine Verbindung.

Am Ausgang „Bit“ wird die zu modulierende Bitfolge als Rechtecksignal mit der Amplitude 5 V ausgegeben. An der Buchse „PWM“ liegt die modulierte Trägerfrequenz als pulswidenmoduliertes Signal an, an der Buchse „Analog“ dasselbe Signal nach einem Bandpass. Die Trägerfrequenz beträgt 125 kHz.

6.2.2 Untersuchung Amplitude Shift Keying

Wählen mit den Kurzschlusssteckern nach der Tabelle das Modulationsverfahren „ASK“ aus.

Stellen Sie den Oszillographen so ein, dass Sie die Bitfolge im Kanal 1 erkennen können. Bestimmen Sie die Bitrate. Die Bitfolge lautet 1010110010010101 und wird laufend wiederholt. Identifizieren Sie den Beginn der Bitfolge.

Triggern Sie den Oszillographen auf die ansteigende Flanke der Bitfolge und verändern Sie die Zeitbasis, so dass Sie das PWM-Signal im Kanal 3 sehen können. Interpretieren Sie das Signal.

Schalten Sie den Kanal 2 dazu und verändern Sie die Verstärkung, so dass sie das analoge Signal sehen. Beschreiben Sie das Signal. Bestimmen Sie den Modulationsgrad.

Triggern Sie jetzt auf die fallende Flanke der Bitfolge. Durch verändern der Zeitbasis können Sie die Bitfolge auch in dem analogen Signal erkennen.

6.2.3 Untersuchung Phase Shift Keying

Stellen Sie die Zeitbasis wieder zurück. Wählen Sie jetzt die Modulationsart „BPSK“. Triggern Sie auf die ansteigende Flanke. Was erkennen Sie im PWM- und im analogen Signal?

Betrachten Sie auch die fallende Flanke der Bitfolge.

6.2.4 Untersuchung Frequency Shift Keying

Stellen Sie jetzt „FSK“ ein und triggern den Oszillographen auf die ansteigende Flanke. Können Sie den Bitwechsel im PWM- und analogen Signal erkennen?

6.2.5 Vorbereitung der Amplituden- und Phasen-Beobachtung

Entfernen Sie die Verbindung des Oszillographen mit „PWM“ und verbinden Sie den Kanal 3 des Oszillographen mit der Buchse „Amplitude“ und Kanal 4 mit der Buchse „Phase“. Stellen Sie die Zeitbasis des Oszillographen so ein, dass Sie mindestens die gesamte Bitfolge sehen können.

Platzieren Sie die einzelnen Kurven auf dem Oszillographen von oben nach unten wie folgt:

- Bitfolge
- analoges Signal
- Amplitude
- Phase

Bitfolge und Signal brauchen nicht viel Platz, die Spannungen für „Amplitude“ und „Phase“ sollten aber gut ablesbar sein. Das analoge Signal wird von Sampling-Oszillographen nicht korrekt dargestellt, da die Frequenz des Signals sehr viel höher ist als in den anderen Kanälen.

6.2.6 Amplitude Shift Keying nach der Demodulation

Stellen Sie wieder ASK ein.

Beschreiben Sie das Oszillogramm der ASK, insbesondere den Verlauf von Amplitude und Phase.

Wie groß ist die Amplitude des empfangenen Signals?

6.2.7 Phase Shift Keying nach der Demodulation

Wählen Sie jetzt BPSK und interpretieren Sie das Oszillogramm. Welche Phasensprünge können Sie erkennen und an welcher Stelle? Wie groß sind die Phasensprünge?

6.2.8 Quadrature Phase Shift Keying nach der Demodulation

Stellen Sie QPSK ein und beschreiben das Oszillogramm. Bestimmen Sie die einzelnen Phasenwerte und ordnen Sie diese den Bitwerten zu.

Wiederholen Sie den Versuch mit „DQPSK“.

6.2.9 Frequency Shift Keying nach der Demodulation

Schließlich wählen Sie „FSK“ und beschreiben das Oszillogramm.

Wie interpretieren Sie den Phasenverlauf?

6.2.10 Manuelle Analyse des DCF77 Signals

Schließen Sie den DCF77-Simulator an ein USB-Netzgerät an und verbinden Sie den Oszillographen mit der Buchse „DCF77 Signal“.

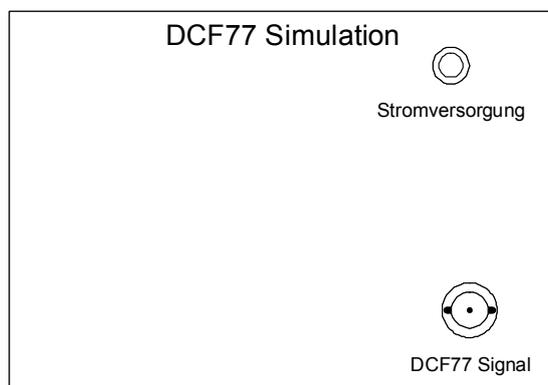


Abbildung 38: Die Frontplatte des DCF77 Simulators

Wählen Sie die Zeitbasis und die Verstärkung so, dass Sie das Signal gut sehen können. Es ist jetzt nur wichtig, die Amplituden-Absenkungen zu erkennen.

Mit etwas Geduld werden Sie die fehlende Absenkung bei der 59. Sekunde finden, und können dann mit der Abbildung 21 versuchen, das Signal zu dekodieren (kurze Absenkung: 0, lange Absenkung:1). Am einfachsten geht es, wenn Sie das Oszillogramm abspeichern.

6.2.11 Empfang durch eine Funkuhr

Damit Sie prüfen können, ob das simulierte Signal tatsächlich auch von einer Funkuhr dekodiert werden kann, stellen Sie eine Funkuhr auf das Gehäuse des DCF77-Simulators. Da die meisten Funkuhren ihre Empfänger nur einmal am Tag aktivieren, müssen Sie die Uhr zurücksetzen. Manche Uhren haben eine Taste oder eine Tastenkombination dafür, bei anderen geht das nur durch das Herausnehmen der Batterien.

Je nach Uhrenmodell wird die neue Zeit nach ein paar Minuten angezeigt, meist nach 2 bis 3 Minuten.

6.3 Der Quadraturempfänger

6.3.1 Vorbereitung des Versuchs

Entfernen Sie eventuell gesteckte Kurzschlussstecker. Durch Entfernen des Steckers 6 wird der Empfangsprozessor mit demselben Takt versorgt wie der Modulationsprozessor. Beide laufen also synchron, was die Interpretation des empfangenen Signals erleichtert. Später können Sie auch den Empfang mit freilaufendem Empfängertakt untersuchen. Schließen Sie den Empfänger an ein USB-Netzgerät an und verbinden Sie den 4-Kanal-Oszillographen mit den Buchsen „Amplitude/In-Phase“ (Kanal 3) und „Phase/Quadratur“ (Kanal 4).

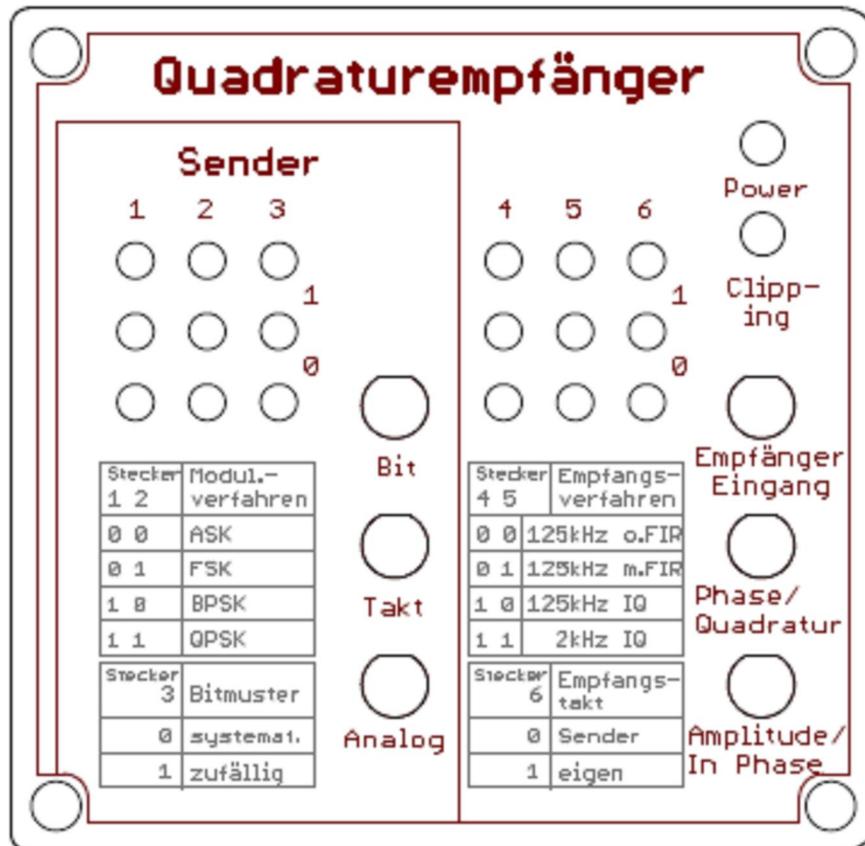


Abbildung 39: Die Frontplatte des Quadratureempfängers

Stecker	4 5	Empfangs-verfahren
00		125 kHz o. FIR
01		125 kHz m. FIR
10		125 kHz IQ
11		2 kHz IQ

Tabelle 6: Die Einstellungen des Empfängers

Der Empfänger kann mit den Steckern 4 und 5 auf verschiedene Betriebsweisen eingestellt werden. Damit kann die Abtastrate auf die Eingangsfrequenz angepasst werden, und zwischen der Ausgabe der Quadratursignale oder Amplitude und Phase gewählt werden. Amplitude und Phase können zusätzlich noch mit einem FIR- (Finite Impulse Response) Filter gefiltert werden.

Der Sender lässt sich mit den Steckern 1 und 2 auf verschiedene Modulationsverfahren einstellen – ähnlich wie Sie es vom Versuch Modulation kennen. Zusätzlich zu dem festen Bitmuster aus dem Modulationsversuch können Sie noch eine pseudozufällige Bitfolge einstellen.

6.3.2 Untersuchung des Quadratureempfängers bei 2 kHz

Stellen Sie den Funktionsgenerator auf die Frequenz 2 kHz und die Ausgangsspannung 100 mV ein. Die Kurvenform soll Sinus sein. Verbinden Sie den Ausgang des

Funktionsgenerators mit der Buchse „Empfänger Eingang“. Achten Sie darauf, dass die LED „Clipping“ nicht aufleuchtet, sonst müssen Sie die Ausgangsspannung des Funktionsgenerators zurücknehmen.

Der Empfänger wird jetzt mit zwei Kurzschlusssteckern auf das Verfahren „ 2 kHz IQ“ eingestellt. Das bedeutet, dass er das Eingangssignal von 2 kHz mit 8 kHz abtastet, und die I- und Q-Komponenten direkt ausgibt.

Sie können über ein T-Stück das Ausgangssignal des Funktionsgenerators auf den Kanal 1 des Oszillographen geben, so dass Sie auch das Eingangssignal vergleichen können.

Stellen Sie den Oszillographen so ein, dass Sie die Signale sehen können, entweder zwei Gleichspannungen oder Sinusschwingungen kleiner Frequenz.

Wenn der Funktionsgenerator genau auf 2 kHz steht (genauer gesagt: so groß ist, wie der 10000. Teil des Prozessortakts), dann müssten genau zwei Gleichspannungen angezeigt werden. Stellen Sie den Funktionsgenerator entsprechend ein.

6.3.2.1 Bestimmung der Amplitude

Bestimmen Sie die Spannungen der I- und Q-Komponenten und berechnen Sie die Eingangsspannung.

6.3.2.2 Bestimmung der Phase

Berechnen Sie die Phase (den Phasenwinkel zwischen Funktionsgenerator und Empfangsprozessor).

6.3.2.3 Bestimmung der Amplitude bei halber Spannung

Halbieren Sie die Ausgangsspannung des Funktionsgenerators und bestimmen Sie sie über die I- und Q-Komponenten. Stellen Sie die Ausgangsspannung wieder zurück.

6.3.2.4 Erhöhung der Eingangsfrequenz

Ändern Sie jetzt die Frequenz um 5 Hz nach oben und nach unten. Was beobachten Sie?

Ändern Sie die Frequenz in größeren Schritten und beschreiben Sie Ihre Beobachtung. Wie weit dürfen Sie die Frequenz ändern?

6.3.3 Untersuchung des Quadraturempfängers bei Unterabtastung

6.3.3.1 Eingangsfrequenz 6 kHz

Stellen Sie jetzt am Funktionsgenerator eine Frequenz von 6 kHz ein. Was beobachten Sie?

Variieren Sie die Frequenz etwas nach oben und unten.

6.3.3.2 Eingangsfrequenz 10 kHz

Stellen Sie jetzt eine Frequenz von 10 kHz ein.

6.3.3.3 Höhere Eingangsfrequenz

Stellen Sie nacheinander einige sinnvolle höhere Frequenzen ein und beschreiben das Ergebnis. Erkennen Sie eine Frequenzgrenze, bei der Sie keine sinnvollen Ergebnisse mehr erhalten?

6.3.4 Untersuchung des Quadraturempfängers bei modulierten Signalen

Entfernen Sie jetzt den Funktionsgenerator und verbinden den „Empfänger Eingang“ mit dem Ausgang „Analog“ des Modulators. Das Empfangsverfahren wird jetzt durch Entfernen des Steckers 5 auf „125 kHz IQ“ eingestellt.

Der Empfänger verarbeitet eine Eingangsfrequenz von 125 kHz, er tastet das Signal mit 11,111...kHz ab, die Frequenz des lokalen Oszillators für die Bestimmung der In-Phase und Quadratur-Komponente liegt bei einem Viertel dieser Frequenz.

6.3.4.1 Amplitude Shift Keying

Den Sender stellen Sie auf „ASK“ nach der

Stecker 1 2	Modul.- verfahren
00	ASK
01	FSK
10	BPSK
11	QPSK

Tabelle 7 (ein Ausschnitt aus Tabelle 5 des Versuchs Modulation).

Stecker 1 2	Modul.- verfahren
00	ASK
01	FSK
10	BPSK
11	QPSK

Tabelle 7: Die Einstellung des Modulationsverfahrens

Stellen Sie den Oszillographen entsprechend ein.

Beschreiben Sie den Verlauf der I- und Q-Komponenten. Bestimmen Sie die Spannungen und ermitteln die Werte für Amplitude und Phase des Eingangssignals bei beiden binären Zuständen.

6.3.4.2 Phase Shift Keying

Stellen Sie den Sender auf „BPSK“ und beschreiben Sie das Ergebnis.
Bestimmen Sie die Phasen und Amplitudenwerte

6.3.4.3 Frequency Shift Keying

Was erwarten Sie bei der Einstellung FSK? Prüfen Sie das nach.

6.3.5 Konstellationsdiagramme

Konstellationsdiagramme können mit dem Oszillographen im X-Y-Modus dargestellt werden. Die X-Achse zeigt die In-Phase-Komponente, die Y-Achse die Quadratur-Komponente. Da die Ausgänge des Empfängers ein Signal zwischen 0 und 5 V ausgeben, sollte der Nullpunkt der X-Y-Darstellung in die Mitte des Bildschirms gelegt werden. Da wir mehrere übertragene Bits oder Symbole anzeigen wollen, muss der Oszillograph auf „Persistence“ oder „Nachleuchten“ gestellt werden.

6.3.5.1 Konstellationsdiagramm für Amplitude Shift Keying

Stellen Sie „ASK“ ein und verändern Sie die Einstellung des Oszillographen so, dass Sie das Diagramm gut sehen können. Sie können auch die Darstellungsart von „Punkt“ auf „Vektor“ ändern. Erklären Sie das Diagramm.

6.3.5.2 Konstellationsdiagramm für Phase Shift Keying

Nehmen Sie das Diagramm für „BPSK“ auf.

6.3.5.3 Konstellationsdiagramm für Quadrature Phase ShiftKeying

Stellen Sie jetzt „QPSK“ ein und erklären das Diagramm. Wie verlaufen die Übergänge zwischen den Zuständen? Erkennen Sie einen Unterschied zwischen der systematischen und der zufälligen Bitfolge?

6.3.5.4 Konstellationsdiagramm für Frequency Shift Keying

Was erwarten Sie bei FSK? Nehmen Sie das Diagramm auf und erklären Sie es.

6.3.6 Darstellung von Augendiagrammen

Zur Darstellung von Augendiagrammen wird der Oszillograph auf den Bittakt des Empfängers (Wir nehmen zur Vereinfachung den des Senders, da beide mit demselben Takt arbeiten) getriggert, und viele Bits übereinander geschrieben. Verbinden Sie den Ausgang „Takt“ mit dem Trigger-Eingang des Oszillographen und stellen Sie diesen ein, so dass Sie die I- und Q-Komponente über ein paar wenige Bitzeiten sehen können.

Stecken Sie den Kurzschlussstecker 3. Damit erzeugt der Sender nicht mehr das feste Bitmuster, sondern ein zufälliges.

Stellen Sie jetzt den Oszillographen in die Betriebsart „Persistence“ oder „Nachleuchten“. Damit werden alle Kurven übereinander geschrieben.

6.3.6.1 Augendiagramm Amplitude Shift Keying

Stellen Sie wieder die Modulationsart „ASK ein. Sie sollten jetzt für beide Komponenten ein Augendiagramm erkennen. Beschreiben Sie es. Erklären Sie die Größen der horizontalen und vertikalen Öffnungen.

6.3.6.2 Augendiagramm Phase Shift Keying

Stellen Sie jetzt auf „BPSK“ um und erklären die Oszillogramme.

6.3.6.3 Augendiagramm Quadrature Phase Shift Keying

Stellen Sie jetzt auf „QPSK“ um und erklären die Oszillogramme. Am Ausgang „Takt“ liegt jetzt der Symboltakt an. Da bei QPSK zwei Bits in einem Symbol dargestellt werden, dauert der Takt jetzt jeweils zwei Bit.

6.3.7 Untersuchung von Amplitude und Phase

Stellen Sie den Oszillographen wieder auf Normalbetrieb um, und das Empfangsverfahren auf „125 kHz o FIR“. Der Sender arbeitet mit QPSK, den Kurzschlussstecker 3 entfernen Sie wieder.

Beschreiben Sie das Oszillogramm, Sie haben diesen Versuch auch schon im ersten Teil durchgeführt.

Der Empfänger wird jetzt mit einem vom Sender unabhängigen Taktgenerator betrieben, indem Sie den Stecker 6 stecken.

Was ändert sich jetzt an dem Oszillogramm? Bestimmen Sie den Frequenzversatz der beiden Oszillatoren.

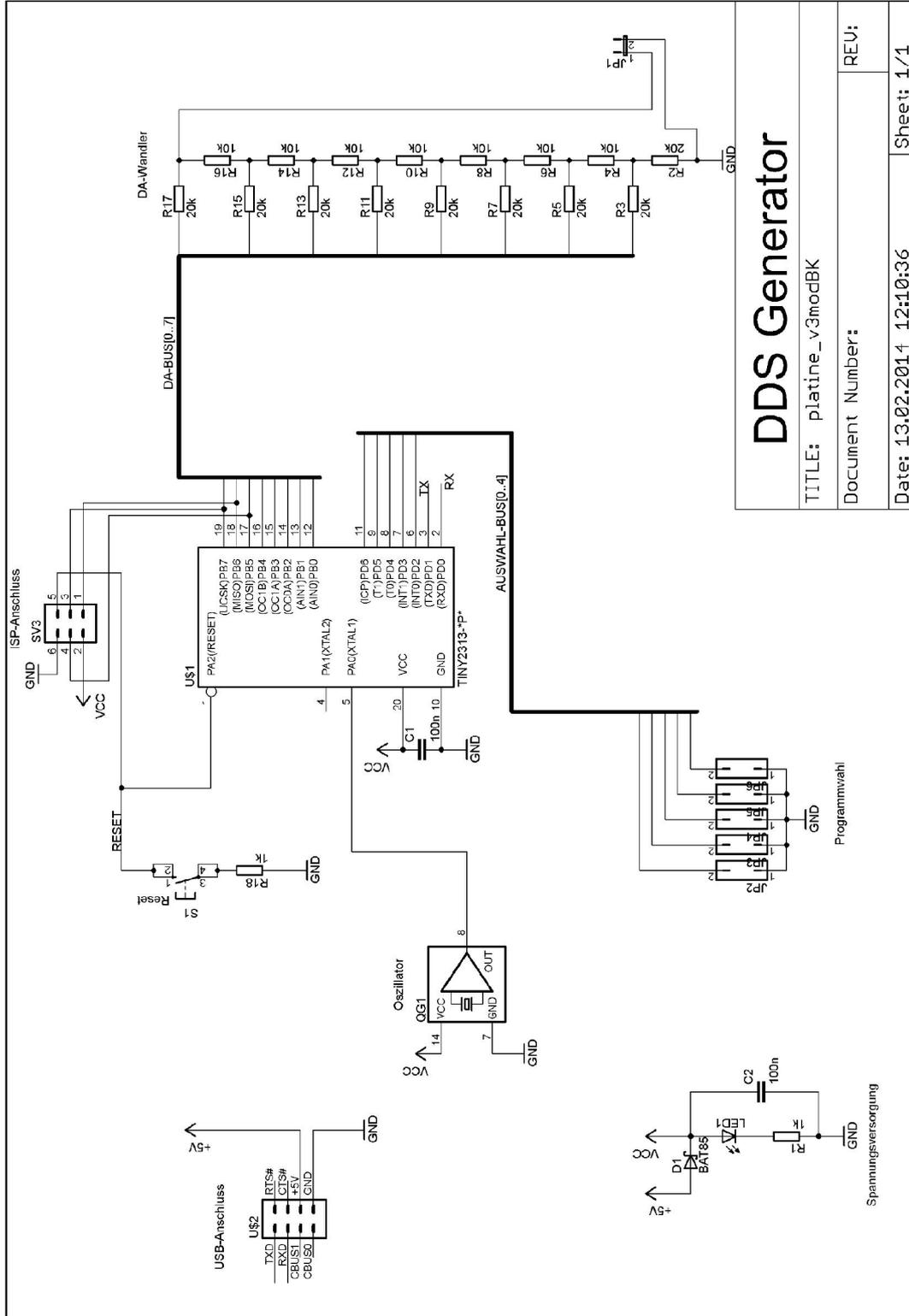
7 Literatur

- [1] Ossmann, Martin; SDR mit AVR (1); Elektor 43. Jahrgang, Nr.495 März 2012 bis SDR mit AVR (6); Elektor 43. Jahrgang, Nr.502 Oktober 2012
- [2] Goldberg, Bar-Giora; Digital Frequency Synthesis Demystified; Eagle Rock, VA, 1999. ISBN 1-878707-47-7
- [3] Analog Devices; A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis; http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf; (Abgerufen 7.11.2013)
- [4] Analog Devices; AD9838: 11 mW Power, 2.3 V to 5.5 V, Complete DDS Data Sheet (Rev A, 04/2011); http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9838.pdf; (Abgerufen 7.11.2013)
- [5] Physikalisch-Technische Bundesanstalt http://www.ptb.de/cms/fileadmin/internet/publikationen/zeit_dt.pdf (Abruf 6.11.2013)

8 Abkürzungen

ASK	Amplitude Shift Keying
ATMega	Atmel Microcontroller
ATTiny	Atmel Microcontroller
AVR	Atmel Microcontroller Familie
BCD	Binary Coded Decimal
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
DAS	Direct Analogue Synthesis
DCF77	Kennung des Zeitzeichensenders
DDS	Direct Digital Synthesis
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DVB	Digital Video Broadcast
FIR	Finite Impulse Response Filter
FSK	Frequency Shift Keying
MES	Mitteleuropäische Sommerzeit
MEZ	Mitteleuropäische Zeit
PAM	PulseAmplituden Modulation
PCM	Pulse Code Modulation
PLL	Phase Locked Loop
PSK	Phase Shift Keying
PWM	Pulse Width Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SDR	Software Defined Radio
SPI	Serial Peripheral Interface
USB	Universal Serial Bus

9 Schaltbild des DDS-Generators



10 Schaltbild der Modulationsplatine

