

Ein alternatives Konzept zur Realisierung eines digitalen Kondensatormikrofons mit hoher Dynamik

Roland Müller, Peter Holstein

SINUS Messtechnik GmbH Leipzig, Email: di-rmueller@web.de

Einleitung

Insbesondere als Meßmikrofon kann ein FM-basiertes HF-Kondensatormikrofon vorteilhaft sein [1]. In diesem Beitrag soll die Demodulation und Digitalisierung untersucht werden. Die Anforderungen an einen FM-Demodulator im Zusammenwirken mit einem Kondensatormikrofon sind viel höher als beispielsweise beim FM-Rundfunk. Hohe Schalldrücke an der Kapsel können einen Frequenzhub von mehr als 20% der Trägerfrequenz hervorrufen. Bei kleinen Schalldrücken ist jedoch keine Verstärkung zwischen dem FM-Generator und dem Demodulator möglich, so daß dieser den gesamten benötigten Dynamikbereich ohne Umschaltung verarbeiten können muß.

FM-Demodulation und Digitalisierung

Es kommen im Prinzip drei Varianten in Betracht:

- (i) Eine konventionelle analoge Demodulation mit nachfolgendem ADC.
- (ii) Digitalisierung des FM-Signals und digitale Demodulation [2].
- (iii) Sigma-Delta FM-Diskriminator, bzw. Sigma-Delta Frequency to Digital Converter (FDC).

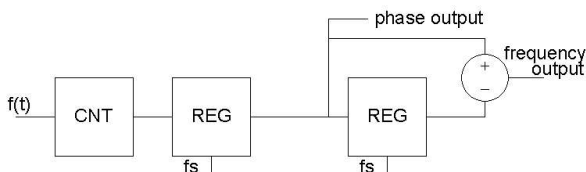


Fig. 1: Abgetasteter Zähler als FM-Demodulator

Für die dritte Variante wurden in der Vergangenheit verschiedene Ansätze von mehreren Autoren vorgestellt [3], [4]. Die Wirkungsweise ist vergleichbar mit einem Sigma-Delta-ADC. Dabei ist aber anstatt einer elektrischen Spannung eine Frequenz die zu wandelnde Größe. Es wird überabgetastet, eine nachfolgende Filterung und Dezimation der Daten ist daher erforderlich. Dafür gibt es in der Literatur viele Beispiele [5], so daß hier nicht näher darauf eingegangen wird.

Hçvin hat gezeigt, daß ein zyklisch abgetasteter Zähler den einfachsten Sigma-Delta FM-Diskriminator darstellt [4]. Der Zähler zählt komplette 360°-Umläufe der Eingangsphase, durch nachfolgende Differenzierung wird die Frequenz ermittelt. Aus der Verwendung von modulo 2ⁿ-Arithmetik beim Zähler und Differenzierer resultieren geringe Bitbreiten und dadurch ein geringer Aufwand. Mit Eingangsfrequenzen von einigen MHz ist der Dynamikumfang aber viel zu gering. Erst bei weit über 100GHz könnte eine für Audioanwendungen genügende Dynamik erreicht werden. Das Ausgangsspektrum eines abgetasteten Zählers zeigt genau wie ein einfacher Sigma-Delta ADC viele besonders störende tonale Komponenten [5]. Zur Verbesserung der Dynamik kann der Fehler des Zählers gemessen und das Zählergebnis entsprechend korrigiert werden.

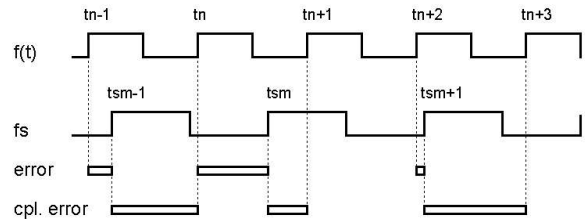


Fig. 2: Phasenfehler beim Abtasten eines Zählers.

Dazu muß der aktuelle Zeit- bzw. Phasenfehler zum Abtastzeitpunkt genauer betrachtet werden. Aus Fig. 2 lässt sich der Zeitfehler ablesen, wobei t_{sm} den Abtastzeitpunkt, t_n den Zeitpunkt der letzten Zählflanke, t_{n+1} den Zeitpunkt der nächsten Zählflanke und $(t_{n+1} - t_n)$ die aktuelle Periodendauer der Eingangsfrequenz darstellt. Der Zeitfehler beträgt also

$$t_e = t_{sm} - t_n$$

bzw. in der komplementären Betrachtung

$$t_{ec} = t_{sm} - t_{n+1}$$

je nach dem, ob man annimmt, generell zu spät oder zu zeitig abzutasten. Der komplementäre Fehler ist praktisch einfacher messbar. Damit lautet die Beziehung für den Phasenfehler einfach:

$$\Phi_e = \frac{t_{sm} - t_{n+1}}{t_{n+1} - t_n}$$

Folglich muß das Verhältnis von Zeitfehler und akt. Periodendauer der Eingangsfrequenz in Echtzeit genügend genau ermittelt werden. Dafür bietet sich das Prinzip eines Analog-Digitalwandlers an, dessen Ausgangsgröße bekanntlich dem Verhältnis von Eingang und Referenz entspricht.

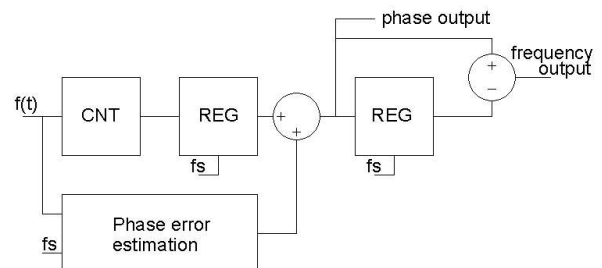


Fig. 3: Abgetasteter Zähler mit Ermittlung und Korrektur des Phasenfehlers.

Das bedeutet, daß ein Zeit-zu-Digitalumsetzer mit dem Zeitfehler des Zählers als Eingangsgröße und der aktuellen Periodendauer als Referenz zur Ermittlung des Phasenfehler geeignet ist. Die einfachste Realisierung dafür ist ein Sigma-Delta-Modulator erster Ordnung aus einem Zeitintegrator mit nachfolgendem Komperator [4]. Einzelheiten der Steuerung der Auf- und Entladung des Integrators sind der Originalveröffentlichung entnehmbar. Die erreichbare Dynamik ist mit dieser einfachen Anordnung für ein gutes Mikrofon allerdings immer noch nicht ausreichend.

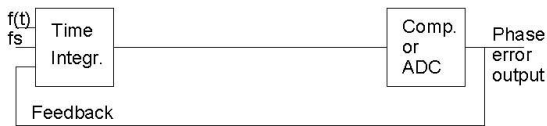


Fig. 4: Ermittlung des Phasenfehlers mit einem Sigma-Delta Modulator erster Ordnung.

Eine weitere Verbesserung ist aber möglich, wenn die Phasenfehlerermittlung mit einem Sigma-Delta Modulator höherer Ordnung erfolgt.

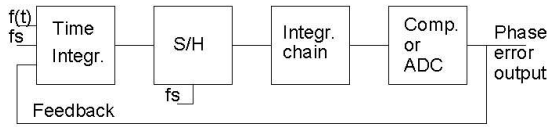


Fig. 5: Ermittlung des Phasenfehlers mit einem Sigma-Delta Modulator höherer Ordnung.

Der Ausgang des Zeitintegrators aus [4] wird dazu mit einem Sample-und Hold-Glied zu den Abtastzeitpunkten t_n abgetastet und einer Integratorkette zugeführt. Diese ist bevorzugt realisiert als Feed-Forward-Struktur [5]. Die Ausgangsgröße der Integratorkette ist die gewichtete Summe des Ausgangs des S/H-Gliedes und der Zustände der einzelnen Integratoren der Kette. Die Anzahl der Integratoren richtet sich nach der erforderlichen Demodulationsbandbreite. Durch die Verteilung der Nullstellen der Rauschübertragungsfunktion (Noise Transfer Function, NTF) bleibt der notwendige Aufwand beherrschbar. Mit wachsender Anzahl an Integratoren in der Kette wird es aber auch schwieriger, die Stabilität zu garantieren [6].

Fig. 6 zeigt das Ausgangsspektrum eines simulierten Sigma-Delta-FDC 8. Ordnung unter der Annahme idealer Verhältnisse. Die Abtastrate beträgt bei 48-facher Überabtastung nach Dezimation 51.2kHz und die Demodulationsbandbreite ist auf max. 20kHz festgelegt. Ein FM-Signal mit einem Hub von $\pm 20\%$ entspricht dabei 0dB. Die Spektren wurden jeweils mit einer 64k-FFT unter Verwendung des \cos^6 -Fensters errechnet. Obwohl die gut erkennbaren Nullstellen der NTF nicht optimal verteilt sind, wird ein Signal-Rauschabstand von größer als 155dB gezeigt.

Zur Abschätzung des real erreichbaren Dynamikumfangs wurden in der Simulation der Phasenjitter des FM-Generators, der Phasenjitter der Abtastfrequenz, das Eingangsrauschen des Zeitintegrators, die Unsymmetrie der Auf- und Entladung des Zeitintegrators und das Rauschen der S/H-Schaltung nachgebildet. Jitter und Rauschen wurden vereinfacht als gleichverteiltes weißes Rauschen angesehen, Funkelrauschen wurde nicht berücksichtigt. Bei der Annahme sehr guter realer Werte ergibt die Simulation immer noch bis zu 135 dB A-gewichteter Dynamik bei kleinem FM-Hub am Eingang des FDC. Fig. 7 zeigt auch die sehr gute Linearität bei hohen Pegeln. Der etwas erhöhte Rauschteppich beim großen Eingangspegel resultiert daraus, daß aufeinanderfolgende FM-Eingangspendendauern bereits merklich voneinander abweichen.

Zusammenfassung

Die Simulationsergebnisse zeigen, daß ein Sigma-Delta FDC basierend auf einem verbesserten fehlerkompensierten Frequenzzähler die FM-Demodulation und Digitalisierung

mit der für ein digitales HF-Kondensatormikrofon notwendigen Bandbreite und Dynamik realisieren kann.

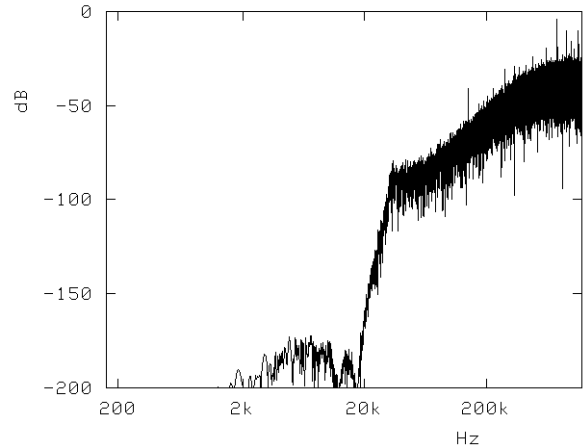


Fig. 6: Simulation eines Sigma-Delta-FDC achter Ordnung unter idealisierten Bedingungen.

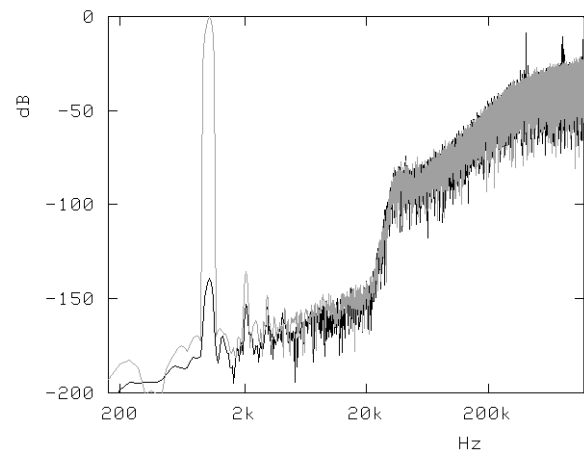


Fig. 7: Simulation unter Berücksichtigung realer Bauelementeeigenschaften (Träger 20MHz, Modulation 1kHz). Der FM-Hub ist 0dB (entsprechend $\pm 20\%$ Hub) and -140 dB.

Literatur

- [1] Müller, R., Holstein, P., Fischer, G.: Ein alternatives Konzept zur Realisierung eines wetterfesten digitalen Messmikrofons mit hoher Dynamik. In: Fortschritte der Akustik, DAGA '03, Aachen 2003, 482-483
- [2] Fabig, A. C.: Konzept eines digitalen Empfängers für die Funknavigation mit optimierten Algorithmen zur Signaldemodulation. Dissertation TU Berlin, 1995.
- [3] Galton, I.: Higher-Order Delta-Sigma Frequency-to-Digital Conversion. Proc. IEEE ISCAS '94, 441-444.
- [4] Høvin, M., Olsen, A., Lande, T. S. and Toumazou, C.: Delta-sigma modulators using frequency-modulated intermediate values. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, 1997, 13-22.
- [5] Candy, J. C., Temes, G. C.: Oversampling Delta-Sigma Data Converters. IEEE Press, 1992.
- [6] Ritoniemi, T., Karema, T., Tenhunen, H.: Design of stable high order 1-bit sigma-delta modulators. IEEE Proc. Int. Symp. Circuits and Systems, New Orleans, May 1990, 3267-3270.