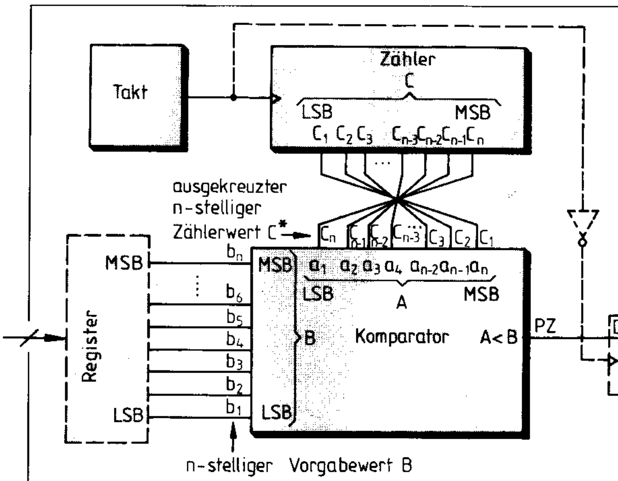


Bild 6. n-Bit-Pulsanzahlmodulator als DAC

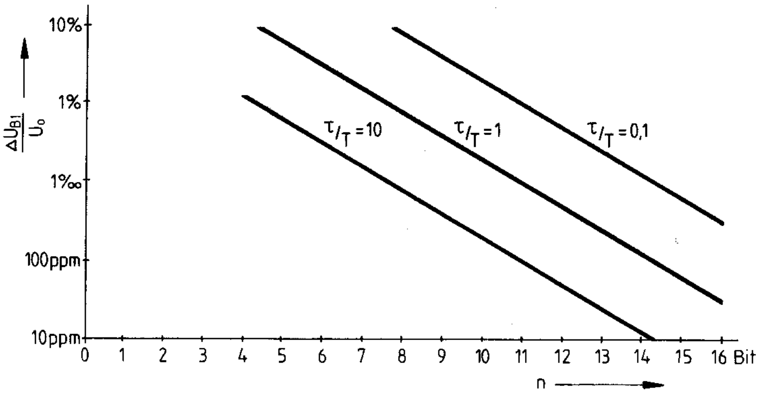
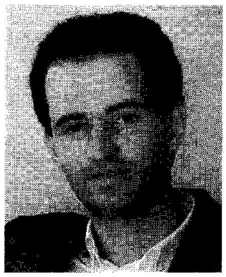
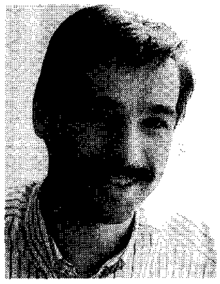


Bild 7. „Worst Case"-Abschätzung der Spannungsschwankung $\Delta U_{B1}/U_0$ in Abhängigkeit von der Bitanzahl n und der relativen Filterzeitkonstante τ/T



Dipl.-Ing. Michael Heiss, in Salzburg geboren, studierte an der Technischen Universität in Wien Elektrotechnik/Regelungstechnik. Seit seinem Abschluß 1986 ist er in der Regelungstechnik-Entwicklung der Voest-Alpine-Automotive tätig und arbeitet an seiner Dissertation auf dem Gebiet der elektronischen Dieseleinspritzregelung. 1988 wurde er mit dem 1. Preis des österreichischen Wettbewerbs „Jugend innovativ" ausgezeichnet.



Ing. Wolfgang Dittrich, in Wien geboren, absolvierte dort die Höhere Technische Lehranstalt „TGM", Fachrichtung Nachrichtentechnik/Elektronik. Von 1981 bis 1984 war er bei der Norma Meßtechnik im Bereich Fertigung/Testserienlabor tätig. 1984 trat er in die Hardware-Abteilung der Voest-Alpine-Automotive ein. Das Hauptarbeitsgebiet ist die Entwicklung von Analogschaltungen µP-gesteuerter Geräte.

nächsten Duchlauf, 4 in der Mitte zwischen 0 und 2, 5 in der Mitte zwischen 1 und 3 usw.

Die Reihenfolge der C*-Werte ist somit sehr gut symmetrisch ausgeglichen. Durch Vergleich des ausgekreuzten Zählerwertes C* und des Vorgabewertes B entsteht ein Signal PZ (Bild 1), das man als puls*anzahl*moduliert bezeichnen kann, im Gegensatz zum puls*breiten*modulierten Signal.

Die Berechnung der Spannungsschwankungen für ein vorgegebenes Verhältnis τ/T gestaltet sich äußerst schwierig. Die genaue Berechnung ist aber auch unwesentlich, da schon die grobe Worst-Case-Abschätzung

$$\Delta U_{B1} < U_0 \cdot 2^{1-n} \cdot \frac{T}{\tau} \qquad (3)$$

(*Bild 7*), die man aus der genaueren Berechnung erhält, ausreicht, die extrem kleinen Spannungsschwankungen bei einer höheren Bitanzahl aufzuzeigen. Setzt man in Gl. (3) für die Filterzeitkonstante die doppelte Periodendauer (τ/T = 2), dann bleibt die Spannungsschwankung unter der Auflösungsgrenze $U_0 \cdot 2^{-n}$.

Vergleich der beiden Verfahren

Der digitale Schaltungsaufwand ist beim Pulsbreitenmodulator (Bild 2) und beim Pulsanzahlmodulator (Bild 6) exakt gleich. Die Zählerausgänge werden beim Pulsanzahlmodulator einfach in ihrer Reihenfolge umgedreht (C* statt C). (Anmerkung: Pulsbreitenmodulatoren lassen sich auch etwas einfacher mit Komparatoren aufbauen, die nur auf Gleichheit abfragen. Eine Vorgabewertänderung darf dann nur synchron zur Periodendauer T erfolgen.)

Unterschiedlich ist hingegen die Amplitude der Spannungsschwankungen und somit auch der Aufwand für die notwendige Filterung. Beim Pulsbreitenmodulator erreicht die Spannungsschwankung unabhängig von der Bitanzahl bei x = 50 % und τ/T = 1 einen Wert von 24,5 % (Bild 4). Dieser Wert ist natürlich für einen Digital/Analog-Umsetzer unbrauchbar. Erst wenn man die relative Zeitkonstante größer als 250 (!) wählt, bleibt die Spannungsschwankung unter 1 ‰ (Bild 5). Ein geringerer Wert der Spannungsschwankung kann also nur auf Kosten der Dynamik oder durch einen größeren Filteraufwand erreicht werden, außer es ist eine Erhöhung der Ansteuerfrequenz möglich. Die letztgenannte Maßnahme führt allerdings sehr rasch zu unrealisierbar hohen Taktfrequenzen ($f_{TAKT} = 2^n/T$!).

Beim 10-Bit-Pulsanzahlmodulator erreicht die Spannungsschwankung im „Worst Case"-Fall bei τ/T = 1 weniger als 2 ‰ (Bild 7). Mit einer doppelt so großen Zeitkonstante (τ/T = 2) gelangt man unter die 10-Bit-Auflösungsgrenze von 1 ‰. Beim Pulsanzahlmodulator ist dieser Wert sehr stark von der Bitanzahl n abhängig. Ohne die Dynamik im geringsten zu verschlechtern, erhält man bei einer Auflösung von 16 Bit und τ/T = 1 eine Spannungsschwankung von weniger als 0,03 ‰ (Bild 7). Die Vorteile des Pulsanzahlmodulators liegen somit auf der Hand, insbesondere da diesen Vorteilen kaum ein Nachteil entgegenzuhalten ist. □