

DIGITAL-STEUERUNG ALS PHASENREGELKREIS–ALTERNATIVE

Martin Wisy

Kurzfassung. Die rechnergestützte Verarbeitung analoger Meßgrößen benötigt einerseits deren Umsetzung von zeitkontinuierlichen Signalen in zeitdiskrete Wertefolgen und andererseits die Umformung der kontinuierlich vorliegenden Amplitude in quantisierte Meßwerte. Diese dann zeit- und amplituden-diskret vorliegende Meßwerte-Folge kann zur weiteren Berechnung verschiedenster Kenngrößen herangezogen werden. Unter Einhaltung bestimmter Randbedingungen ist die Kenngrößen-Berechnung im Hinblick auf die Zeit-Diskretisierung fehlerfrei. Unter diesem Gesichtspunkt hat die Wahl der Abtastfrequenz eine zentrale Bedeutung. Meßgeräte die z.B. im Umfeld der elektrischen Energieversorgung verwendet werden, setzen daher Phasenregelkreise zur Erzeugung der notwendigen Abtastfrequenz ein. Das hier vorgestellte Verfahren erlaubt den Ersatz dieser Phasenregelkreise durch Digital-Steuerungen, welche im Hinblick auf das Einsatzgebiet einige Vorteile bieten.

1. Einsatzgebiet

Die Erzeugung und Verteilung elektrischer Energie benötigt zur Lösung verschiedenster Aufgaben die Berechnung von Netz-Kennwerten. So ist im einfachsten Fall die Notwendigkeit der Energie-Transport-Messung, der Leistungs-Berechnung sowie der Berechnung von Spannungs- und Strom-Effektivwerten einsichtig. Mit dem in [6] realisierten Meßgerät COMPL.W¹ können diese und weitere Analyse-Aufgaben erfüllt werden. Dieses Meßgerät verwendet das Abtastverfahren, nach dem die kontinuierlich vorliegenden Meßgrößen Spannung und Strom synchron in amplituden- und zeit-diskrete Wertefolgen umgesetzt werden.

Manuscript received February 13, 1995.

Dr.-Ing. Martin Wisy ist an dem Lehrstuhl für Datenverarbeitung der Ruhr-Universität Bochum, 44721 Bochum, Deutschland beschäftigt.

¹COMPL.W steht für COMPuter unterstützte Integration, Weiterentwicklung.

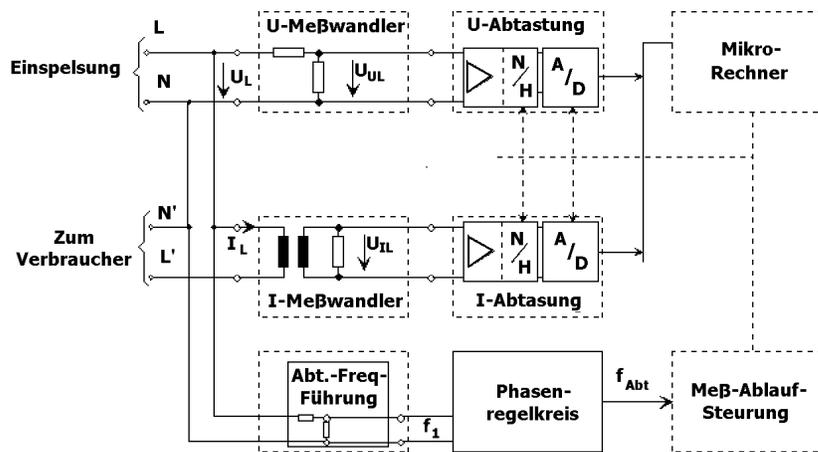


Bild 1. Strukturbild eines synchron abtastenden Netz-Kenngrößen-Analysators

Die Amplituden-Quantisierung soll in diesem Rahmen hier nicht weiter beachtet werden und sei als beliebig genau angesehen. Die Zeit-Diskretisierung erfolge mit der Abtastfrequenz

$$f_{Abt} = \frac{1}{T_{Abt}},$$

die aus der Führungsfrequenz

$$f_1 = \frac{1}{T_1}$$

gewonnen wird. Bild 1 zeigt den zur Ableitung der Abtastfrequenz üblicherweise eingesetzten Phasenregelkreis. Dieser kann durch die in diesem Artikel vorgestellte Digital-Steuerung ersetzt werden.

2. Randbedingungen

In [1] werden vier wichtige Randbedingungen genannt, um mathematische Exaktheit zwischen den im Kontinuierlichen wohldefinierten Kenngrößen und den bei einem Abtastsystem im Diskreten äquivalenten Kenngrößen zu gewährleisten. Insbesondere gilt die Äquivalenz von bestimmtem Zeitintegral und Summenformel,

$$\int_0^{T_M} x(t) dt = T_M \cdot \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} x(\nu T_{Abt}) \quad (1)$$

wenn folgende vier Bedingungen eingehalten werden:

- 1) Das abzutastende Signal muß periodisch mit der Signal-Grundschwingungs-Periode T_1 , sein.
- 2) Das Ausblend-Intervall T_M muß ein mit ‘V’ ganzzahliges Vielfaches dieser Signal-Grundschwingungs-Periode T_1 und diese ein mit ‘N’ ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiode T_{Abt} sein:

$$T_M = V \cdot T_1 \text{ und } T_1 = N \cdot T_{Abt}, \quad (2)$$

mit $f_{Abt} = N \cdot f_1$.

- 3) Das abzutastende Signal muß mit f_{Max} eine endliche, obere Frequenzgrenze aufweisen.
- 4) Die Abtastfrequenz $f_{Abt} = 1/T_{Abt}$ muß dem Shannon’schen Abtasttheorem mit $f_{Abt} > 2 \cdot f_{Max}$ genügen.

Die zweite Randbedingung stellt den festen Zusammenhang zwischen der Abtastfrequenz des Abtastsystems und der Signal-Grundschwingungs-Frequenz der Meßgröße dar. Entsprechend [3] kann die vierte Bedingung auch allgemeiner so formuliert werden, daß die Mindestanzahl der Abtastwerte innerhalb der Grundschwingungsperiode um 1 größer sein muß als die größte Ordnungszahl einer Teilschwingung des Integranden des bestimmten Zeitintegrals. Danach gilt für Kenngrößen, die als Mittelwerte durch Integrale definiert sind, die weniger scharfe Bedingung, daß

$$f_{Abt} > f_{Max} \quad (3)$$

sein muß.

Im westeuropäischen Elektrizitäts-Verbundnetz, dem UCPTE Netz² (siehe [2]), kann die Signal-Grundschwingungs-Frequenz mit annähernd 50Hz vorgegeben werden. Zur Beobachtung einer Meßgröße, zum Beispiel der Strangspannung einer Phase des elektrischen Versorgungsnetzes, hält der Einsatz eines Phasenregelkreises die mit 2) genannte Bedingung (annähernd) ein, (siehe [4] oder [5]). Dazu führt dieser die Abtastfrequenz der um die Netz-Nennfrequenz von 50 Hz leicht schwankenden Führungsfrequenz f_1 nach.

Das Übertragungsverhalten des Phasenregelkreises wurde dazu so gewählt daß die Abtastfrequenz langsamen Schwankungen der Führungsfrequenz und damit der Signal-Grundschwingungs-Frequenz folgt, stochastische Änderungen dieser Führungsgröße jedoch unterdrückt werden. Die

²UCPTE steht für “Union pour la Coordination de la Production et du Transport de l’Electricité” und wurde als Union für die Koordination der Erzeugung und des Transports elektrischer Energie 1951 in Europa gegründet.

Zulässigkeit dieses Unterfangens ist allerdings zunächst nicht eindeutig vorherzusagen, da dazu die genaue Kenntnis der tatsächlich herrschenden Netzverhältnisse notwendig ist. Ergebnisse zu dieser Problematik sind in [6] beschrieben und sollen hier nicht weiter diskutiert werden.

Sofort einsichtig ist allerdings die Tatsache, daß eine einfache Digital-Steuerung hinsichtlich des Zusammenhangs zwischen Führungsfrequenz und Abtastfrequenz leichter zu beschreiben ist, als ein Phasenregelkreis. Bezüglich dieses Zusammenhangs kann daher folgende Überlegung angestellt werden:

3. Digital-Steuerung

Mißt man die Periodendauer der als Bezugsgröße eingesetzten abzutastenden Meß-Spannung unter Nutzung eines Vorwärts-Zählers und führt den so erhaltenen Zählerstand auf einen Rückwärtszähler als Startwert, so kann man, folgt man der mit Bild 2 gezeigten Anordnung, die gewünschte Abtastperiode erzeugen. Beide Zähler werden mit einem aus einem Quarz-Oszillator gewonnenen Zähltakt versorgt. Sorgt man dafür, daß der Zähltakt des Vorwärts-Zählers um den Faktor 'N' kleiner ist, als der dem Rückwärts-Zähler zugeführte Zähltakt, so wird eine Abtastperiode erzeugt, die genau um den Faktor 'N' mit der Signal-Grundschwingungs-Frequenz der Bezugs-Größe durch Multiplikation verknüpft ist. Diesen Zusammenhang zeigt Bild 2, wobei dieses Bild unter Vernachlässigung der Details zur korrekten Zusammenführung aller beteiligten Komponenten nur eine Übersicht geben kann.

Bezüglich der von einer derartigen Anordnung erzeugten Abtastperiode können folgende Zusammenhänge aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} Z_2 &= T_{1,Nenn} \cdot \frac{f_{Ref}}{N} = T_{1,Nenn} \cdot f_{Ref} N \\ &= \frac{T_{1,Nenn}}{N} \cdot f_{Ref} = \frac{20ms}{128} \cdot 64MHz = 10000 \\ &= Z_4 \\ &= T_{Abt,Nenn} \cdot f_{Ref} = 156.25\mu s \cdot 64MHz = 10000 \end{aligned}$$

und

$$f_{Abt,Nenn} = \frac{1}{T_{Abt,Nenn}} = 6400Hz.$$

Mit Block-1 dieses Bildes wird die von der Meßgröße abgeleitete Meß-Spannung einer Nulldurchgangs-Erkennung unterzogen. Block-1 liefert als

Ergebnis eine Folge von Impulsen mit TTL³-Pegeln, die zeitlich mit den *steigenden Nulldurchgängen*⁴ der Meß-Spannung verknüpft sind.

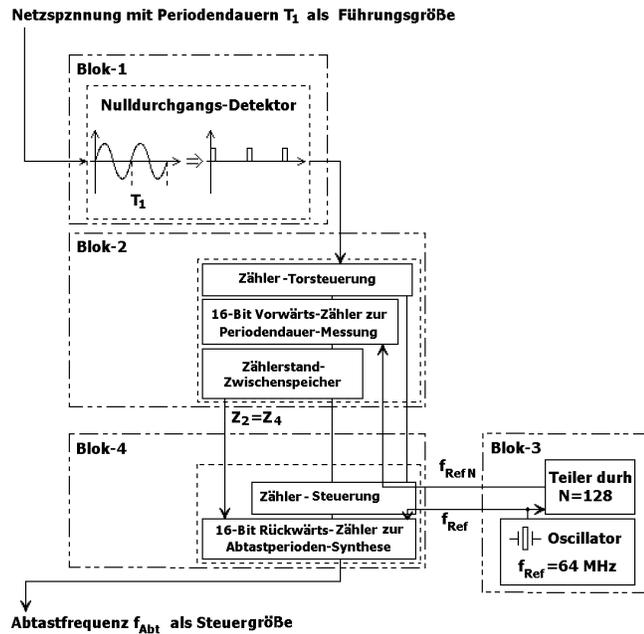


Bild 2. Blockbild der Digital-Steuerung zum Phasenregelkreis-Ersatz

Die steigende Flanke der mit Bild 3 dargestellten Impulse schließt in Block-2 das Tor des Vorwärts-Zählers, so daß dessen Zählerstand nicht weiter verändert werden kann. Mit einer kleinen⁵ Verzögerung wird der aktuell in dem Vorwärts-Zähler enthaltene Zählerstand in einen Zwischenspeicher übernommen, dessen Inhalt als Binär-Kombination am Ausgang des Blocks-2 verfügbar ist. Die fallende Flanke des diesen Zyklus einleitenden Impulses setzt den Vorwärts-Zähler zurück und gibt dessen Tor-Steuerung wieder frei. Damit kann der Vorwärts-Zähler die Periodendauer der nächsten beginnenden Signal-Grundschwingungs-Periode bestimmen, während der Ausgang

³Transistor-Transistor-Logic.

⁴Hiermit werden die von negativem zu positivem Vorzeichen hin auftretenden Vorzeichenwechsel in der Meß-Spannung bezeichnet.

⁵Diese kleine Verzögerung von zwei Gatterlaufzeiten legt den Zeitpunkt der Zählerstand-Übernahme in die Mitte des Impulses und erlaubt das Beenden eines evtl. zeitgleich mit dem Schließen des Zählertors eingeleiteten Zählvorgangs.

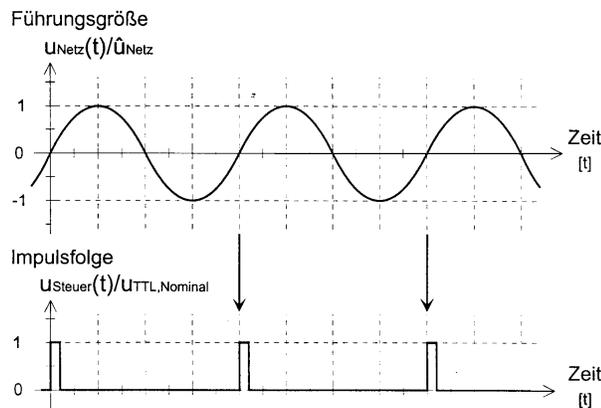


Bild 3. Impulsfolge als Block-1 Ausgangsgröße

des Blocks-2 den der Periodendauer der vorangegangenen Signal-Grundswingungs-Periode proportionalen Zählerstand wiedergibt.

An dieser Stelle ist ganz deutlich darauf hinzuweisen, daß der Zählerstand, welcher zur Bildung des Abtasttaktes in der laufenden Signal-Grundswingungs-Periode verwendet wird, aus der Periodendauer-Messung der vorangegangenen Signal-Grundswingungs-Periode bestimmt wurde. Dieser Sachverhalt mag zunächst etwas befremden, liegt aber hier in derselben Form wie beim Phasenregelkreis mit einem diskreten Phasendetektor vor, da auch dieser sein Ausgangssignal erst nach Messung der vorangegangenen Periodendauer auf die vermeintliche aktuell vorherrschende Signal-Grundswingungs-Frequenz einstellen kann. Diesem Phänomen kann eine Schaltung, die die Nulldurchgänge als einziges Kriterium zur Bestimmung einer mittleren Frequenz heranzieht, und damit die Phaseninformation, welche an sich zur Augenblicks-Frequenz führt, außer acht läßt, niemals entkommen.

In Block-3 wird ein Signal als Referenz-Frequenz aus einem Quarz-Oszillator erzeugt, die einmal direkt und einmal durch den Faktor 'N' geteilt ausgegeben wird. Das mit dem Teilungsfaktor 'N' behaftete Referenz-Signal dient der Periodendauer-Messung der Signal-Grundswingungs-Periode durch den Vorwärts-Zähler. Das andere Referenz-Signal wird dem Rückwärts-Zähler zur Abtast-Perioden-Erzeugung zugeleitet.

Der Rückwärts-Zähler zur Abtast-Perioden-Erzeugung wird durch Block-4 des Bildes 2 repräsentiert. Er erhält als Zähler-Startwert das aus Block-2 entnommene Binär-Datenwort, das ein Maß für die Periodendauer der vorangegangenen Signal-Grundswingungs-Periode ist. Dieser Zählerstand wird mit dem dem Block-3 entnommenen Referenz-Signal größter Frequenz auf Null herab gezählt. Bei Erreichen des Zählerstandes Null wird ein Impuls erzeugt und der Rückwärts-Zähler wiederum mit dem Vorgabe-Wert geladen. Da dieser Vorgang während der Periodendauer-Messung der aktuell gemessenen Signal-Grundswingungs-Periode 'N'-fach erfolgt, werden 'N'-Impulse, alle mit dem zeitlich gleichen Abstand aufeinander folgend, durch den Rückwärts-Zähler erzeugt. Erst mit dem Eintreffen eines neuen durch den Vorwärts-Zähler gelieferten Vorgabewerts wird der zeitliche Abstand zweier durch den Rückwärts-Zähler erzeugter Abtast-Impulse einen anderen, der nun geltenden Abtastperiode⁶ entsprechenden, Wert annehmen.

Betrachtet man die Abfolge der durch den Rückwärts-Zähler erzeugten Abtastimpulse als Ausgangs-Frequenz und die Periodendauer-Kehrwerte der diesen Vorgang führenden Signal-Grundswingungs-Frequenz als Eingangs-Signal, so liefert diese Digital-Steuerung eine exakt vorhersagbare Frequenz-Multiplikation mit dem Faktor 'N'.

Der zusätzliche Einsatz eines Micro-Controllers gemäß der Anordnung nach Bild 4 erlaubt die Übertragung dieses Schaltungs-Prinzips auch auf andere Anwendungs-Fälle, bei denen der Multiplikations-Faktor ungleich 'N' gemäß

$$f_{Ziel} = N \cdot f_1$$

sein soll. In diesen Fällen kann das auf dem Micro-Controller ablaufende Programm den von dem Vorwärts-Zähler erhaltenen Periodendauer-Meßwert um den gewünschten Faktor verändern, bevor es ihn an den Rückwärts-Zähler als dessen Vorgabewert weiter gibt. Die erzielbare Auflösung ist dabei immer durch die dem Rückwärts-Zähler zugeführte Zählperiode vorgegeben und der mögliche Zielfrequenz-Bereich wird mit der Kombination aus Z_4 und f_{Ref} gebildet, da stets

$$f_{Ziel} = \frac{f_{Ref}}{Z_4}$$

gilt.

⁶Man bedenke, daß diese ihrerseits erst mit dem Ende der vergangenen Netzperiode bestimmt werden konnte, also an sich bereits veraltet ist.

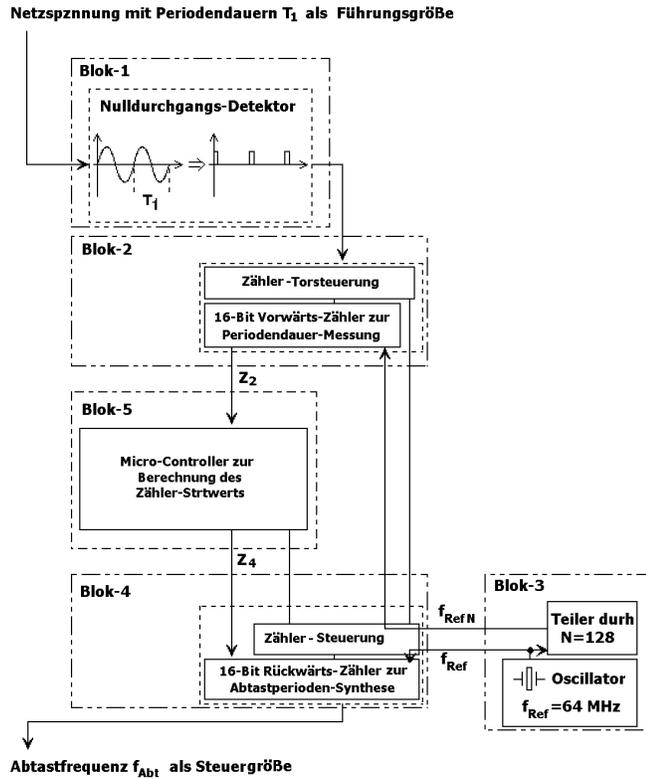


Bild 4. Erweiterung der Digital-Steuerung mit einem Micro-Controller zur Realisierung von N verschiedener Multiplikations-Faktoren.

Der formale Zusammenhang der in den Blöcken-2 bis -4 auftretenden Signale kann wie folgt beschrieben werden:

Block-2 liefert als Ergebnis den Zählerstand

$$Z_2 = T_1 \cdot f_{RefN}.$$

Die von Block-4 abgegebene Impuls-Folge-Frequenz, welche die gesuchte Abtastfrequenz darstellt, kann folgendermaßen bestimmt werden:

$$f_{Abt} = \frac{f_{Ref}}{Z_4}.$$

Mit der direkten Verbindung von Block-2 und Block-4 können Z_2 und Z_4 gleichgesetzt werden. Außerdem kann mit

$$f_{RefN} = \frac{f_{Ref}}{N}$$

die direkte Beziehung zwischen f_{Abt} und T_1 angegeben werden

$$\begin{aligned} f_{Abt} &= \frac{f_{Ref}}{T_1 \cdot f_{RefN}} \\ &= \frac{f_{Ref}}{T_1 \cdot \frac{f_{Ref}}{N}} \\ &= \frac{N}{T_1} \\ &= N \cdot f_1. \end{aligned}$$

Man erkennt in den Gleichungen (5) die Unabhängigkeit der erzeugten Abtastfrequenz von der verwendeten Referenz-Frequenz, ein Vorteil, der sich besonders in einer einfachen Realisierung der Schaltung widerspiegelt.

Im idealen Falle sollte die von der Digital-Steuerung gelieferte Abtastfrequenz der Beziehung

$$f_{Abt} = N \cdot f_1$$

genügen, wobei mit f_1 die Signal-Grundschwingungs-Frequenz der als Bezugs-Größe dienenden Meß-Spannung bezeichnet sein soll. Dieser Idealfall wird aus vielerlei Gründen nicht exakt zu erfüllen sein, schließlich sollte unter anderem an die Problematik der Bestimmung der Augenblicks-Frequenz (f_1 bezeichnet genau jene Augenblicks-Frequenz) erinnert werden [6], so daß die mit den Gleichungen (5) ersatzweise gelieferte Beziehung eine technisch einfach zu realisierende Näherung darstellt. Zusätzlich entstehen weitere Genauigkeits-Verluste durch die allen Zählern gemeine Tatsache der Zähler-Unsicherheit von ± 1 im Zähl-Ergebnis. Ein Umformen der Gleichung (4) zu

$$T_{Abt} = T_{Ref} \cdot Z_4$$

zeigt, daß nur ein genügend großer Zählerstand Z_4 die Zeit T_{Abt} hinreichend genau reproduziert. Die Realisierung im COMPLW verwendet daher folgende Zahlenwerte, denen die Netz-Nennbedingungen zu Grunde liegen:

$$\begin{aligned}
 f_1 &\approx 50\text{Hz} = f_{1,Nenn}, \\
 \frac{1}{f_1} &= T_1 \approx 20\text{ms} = T_{1,Nenn}, \\
 N &= 128, \\
 f_{Ref} &= 64\text{MHz}, \quad T_{Abt,Nenn} = \frac{20\text{ms}}{128} = 156.25\mu\text{s} \\
 &\Rightarrow Z_4 = 10000 \\
 &\Rightarrow \Delta T_{Abt} = \pm \frac{1}{64\text{MHz}} = \pm 15.625\text{ns}.
 \end{aligned}$$

In der Vorgabe für die Größe f_{Ref} sieht man die durch die Verwendung der eingesetzten *Advanced-Schottky-TTL*- (teilweise auch *FAST-TTL*)⁷ Technologie gegebenen Grenzen. Es ist darauf hinzuweisen, daß der Einsatz der *ECL*⁸ -Technologie bei der Realisierung des *COMPLW* wegen höherer Verlustleistung nicht sinnvoll erschien.

4. Realisierung

Die schaltungstechnische Realisierung der angegebenen Digital-Schaltung stellt keine erhöhten Anforderungen, jedoch sollte folgenden zwei Punkten besondere Beachtung geschenkt werden:

Die verwendete Referenz-Frequenz ist möglichst groß zu wählen, um eine im Hinblick auf Gleichung (6) genügende Auflösung der synthetisierten Abtastperiode zu erreichen. Diesem Wunsch stehen allerdings die verfügbaren Zähler-Technologien im Wege, die für TTL-Umgebung diese Frequenz auf kleiner 100MHz begrenzen.

In die zu synthetisierende Abtastperiode gehen die Fehler, die bei der Messung der Signal-Grundschwingungs-Periode entstehen, direkt ein. Damit ist auf eine möglichst exakte Ableitung der Meß-Spannung aus der Meßgröße zu achten, wobei zeitliche Verschiebungen der Nulldurchgänge gegeneinander, möglicherweise hervorgerufen durch filternde Glieder im Eingang, zu vermeiden sind. Darüber hinaus ist in diesem Zusammenhang auf die Problematik der exakten Nulldurchgangs-Detektion hinzuweisen.

Sie taucht in der Schaltungstechnik immer wieder auf und wird vor allem durch den Effekt des 'Ground Bouncing', als Folge des Umkippen der

⁷Fairchild Advanced Schottky TTL.

⁸Emitter-Coupled Logic.

Ausgangs-Spannung der eingesetzten Komparatoren, verstärkt. In vielen Fällen führt dieses 'Ground Bouncing' zu einer kurzzeitigen Verschiebung der dem Komparator zugeführten Referenz-Spannung, welche für die Nulldurchgangs-Detektion meist das Null-Potential, also 'Ground' selbst, ist. Man kann diesen Effekt mit sorgfältigem Schaltungsaufbau vermindern, jedoch selten vollkommen ausschließen, so daß andere Wege zu suchen sind. In der Realisierung der oben genannten Schaltung findet folgendes Verfahren Anwendung:

Mit erstem Umkippen des Komparators wird ein Flip-Flop gesetzt, um den Zustand 'Null-Durchgang erkannt' festzuhalten. Das dem Flip-Flop zu entnehmende Ausgangssignal tritt dann in der nachfolgenden Schaltung an Stelle des direkten Komparator-Ausgangs-Signals auf. Nach Verstreichen einer Mindest-Zeit, die mit den in beiden Fällen vorhandenen Vorwärts-Zählern sehr leicht meßbar ist, wird das Flip-Flop zur Erkennung des nächsten folgenden Nulldurchgangs wieder frei gegeben. Legt man diese Mindest-Zeit für die hier betrachteten Fälle auf ungefähr $5ms$, so hat man ein Fenster, welches den Komparator zur Erkennung des nächsten folgenden Nulldurchgangs immer rechtzeitig scharf schaltet, aber dessen eventuell auftretendes Flimmern von den nachfolgenden Schaltungsteilen trennt.

Die aktuelle Entwicklung der auf dem Markt befindlichen integrierten Schaltkreise bietet nach ähnlichen Prinzipien arbeitende Bausteine an und unterstreicht damit die Relevanz der angesprochenen Problematik.

REFERENCES

1. BRIGHAM, E.-O.: *The Fast Fourier Transform*. Prentice-Hall Inc., 1974, FFT - Schnelle Fourier-Transformation R. Oldenbourg Verlag, München Wien, 1982.
2. BRÜTZEL, O.: *Netzführung im Verbundnetz*. etz-Elektrotechnische Zeitschrift, Band 104, VDE-Verlag, Berlin, 1983.
3. DAVIS, P.J., RABINOWITZ, P.: *Methods of Numerical Integration*. Academic Press, New York San Francisco London, 1975.
4. KARPOWSKI, R.: *Ein Beitrag zur Messung und Verarbeitung von Prozeßdaten im elektrischen Versorgungsnetz*. Dissertationsschrift, Fakultät für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1989.
5. PAPIERNIK, W.: *Prozessdatenverarbeitung bei der Messung elektrischer Energie*. Dissertationsschrift, Fakultät für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1978.
6. WISY, M.: *Der Einfluß der Frequenz im elektrischen Versorgungsnetz bei der Kenndatenbestimmung mittels abgetasteter Meßgrößen*. Dissertationsschrift, Fakultät für Elektrotechnik, Ruhr-Universität Bochum, 1994.