Empfangsfrequenzeinstellung mit Motorsteuerung

ALEXANDER C. FRANK

Es wurden bisher schon einige Verfahren vorgestellt, um z.B. eine Frequenz an einem Eigenbau-RX einzustellen. Das hier vorgestellte Verfahren verwendet dazu einen Motor, der beispielsweise aus einem ausgedienten Videorecorder günstig ausgebaut werden kann. Es werden Impulse in Abhängigkeit der Drehrichtung und -geschwindigkeit erzeugt. Einem endlosen Drehvergnügen steht also nichts mehr im Wege.

Vielfach stellt sich für den engagierten Bastler das leidige Problem, daß Drehimpulsgeber entweder teuer, schwer erhältlich oder beides sind.

Ein Motor aus einem ausgedienten Videorekorder bietet hier mehrere Vorteile. Oft handelt es sich nämlich um sehr hochwertige Bandtellerantriebe, die mehrfach kugelgelagert sind.

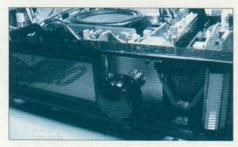


Bild 1: Da jeder VR-Motor Gewindelöcher besitzt, ist die Befestigung im Gerät meist unkompliziert möglich.

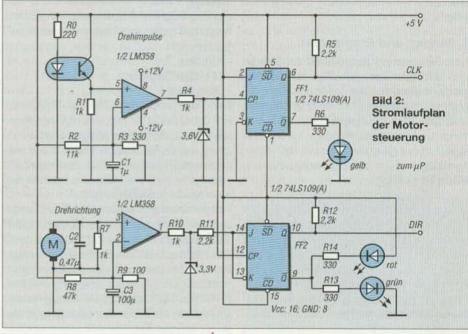
Besonders geeignet sind Motoren aus Grundig-Laufwerken (z.B. VS 200, VS 220, VS 300, VS 380 etc.), weil sie eine hohe Spannung erzeugen. Bei diesen Chassis wurden Papst-Motoren (931 3128 002-27121-315. 02) eingebaut.

Sie verfügen nebst vorzüglicher mechanischer Lagerung über eine eingebaute Scheibe, die mit Schlitzen versehen ist und durch einen Optokoppler abgetastet wird. Ein Achsdurchmesser von 4 mm erlaubt darüber hinaus die direkte Montage eines Knopfes. Die Montage direkt an der Frontplatte fällt dank der Gewindelöcher, welche nahezu jeder Motor aufweist, äußerst leicht.

Im Mustergerät kommt eine etwas modifizierte Variante zum Einsatz (um Platz zu schaffen, wurde die Achse verlängert und der Motor mit Distanzbolzen nach hinten geschoben). Nunmehr fehlt nur noch eine kleine Schaltung, die die Drehbewegung in elektronische Signale umwandelt.

Die Drehrichtung der Achse wird aufgrund der induzierten Spannung ermittelt. Da bei entsprechend langsamer Drehung diese Spannung jedoch sehr klein werden kann, muß diese entsprechend verstärkt werden.

mit C2 geglättet (schon am Motor angelötet) und mit R7 belastet. Es ist klar, daß Motoren mit höheren Betriebsspannungen (hier ca. 28 V) im Generatorbetrieb auch höhere Spannungen erzeugen. Ein nachfolgender Operationsverstärker OP2 arbeitet ebenfalls als Begrenzer. Um Schwingneigung zu unterbinden, wird hier jedoch der



Der Prototyp verwendet dazu einen Operationsverstärker, der mit seiner Leerlaufverstärkung arbeitet. Die Funktion ist ähnlich einem Schmitt-Trigger. Damit jedoch keine Probleme bezüglich Schwingneigung entstehen, wird die virtuelle Masse (nichtinvertierender Eingang) leicht vom Nullpunkt wegverschoben.

Eine nachfolgende Pegelwandlung mittels Widerstand und Z-Diode formt aus dem Ausgangssignal des OPs TTL-ähnliche Pegel, so daß diese vom nachfolgenden D-Flip-Flop (J und /K sind verbunden!) zwischengespeichert werden können.

Die Diode des Optokopplers wird mit einem Strom von ca. 16 mA betrieben, was zwar deutlich weniger als in der ursprünglichen Schaltung ist (bei Grundig ca. 50 mA), jedoch ausreicht um eine Spannung von ca. $0.3~V_{\rm pp}$ zu erzeugen.

OP1 arbeitet als Begrenzerverstärker. Mit R2 und R3 wird der neg. Eingang auf ca. 0,15 V angehoben (Hälfte der AC-Spannung des positiven Eingangs).

Da mit einer Betriebsspannung von ±12 V gearbeitet wird, muß mittels Widerstand R4 und Z-Diode das Rechtecksignal auf +3,6 V/-0,6 V begrenzt werden. Das nachnegative Eingang leicht vom Nullpunkt wegverschoben (R8 und R9). Eine Betriebsspannung von ±12 V ist nicht zwingend nötig, war jedoch gerade verfügbar. Die Schaltung müßte auch mit ±5 V zufriedenstellend arbeiten (nicht getestet).

folgende Flip-Flop nimmt dies nicht weiter übel. Es ist als Frequenzhalbierer beschaltet, da aufgrund der hohen Anzahl Impulse

pro Umdrehung eine zu hohe Empfind-

Die vom Motor induzierte Spanung wird

lichkeit entstünde.

Auch hier wird die Ausgangsspannung von ca 20 V_{pp} mittels Widerstand R10 und Z-Diode auf TTL-ähnliche Pegel gebracht. Der Wert der Z-Diode ist unkritisch (Bastelkiste).

Die vom OP2 erzeugte Spannung am Eingang von FF2 wird nun jedoch (verglichen mit der Frequenz am Ausgang von FF1) mit der doppelten Frequenz vom Flip-Flop gespeichert. Es handelt sich dabei um ein J-K-Flip-Flop, welches durch äußere Be-

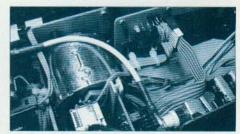


Bild 3: Der Aufbau fällt je nach verwendetem Motor mehr oder weniger kompakt aus.

schaltung zum D-FF wird. Dies bewirkt einen bereits richtigen Pegel am Ausgang des FF2, wenn am Ausgang von FF1 der Impuls erscheint. Die nichtbenutzten invertierten Ausgänge der Flip-Flops wurden mit LEDs beschaltet, um (während der Entwicklungsphase) die einzelnen logischen Zustände sofort zu erkennen.

Für die Funktion sind sie unerheblich und können daher weggelassen werden. Bei Verwendung von Low-Current-LEDs sind



Bild 4: Blick von oben auf die Platine. Die grüne LED zeigt an, daß nach rechts gedreht wurde.

R6, R13 und R14 selbstverständlich entsprechend anzupassen. Bei dem in der Schaltung des Empfängers verwendeten Mikroprozessor könnte beispielsweise das CLK-Signal nun einen Interrupt auslösen, worauf die Drehrichtung gelesen und eine PLL entsprechend nachgeführt wird.

Ebenfalls denkbar wäre die Ansteuerung eines Up/Down-Counters, der evtl. via EPROM einen parallelen PLL-Baustein (z.B, MC 145151-2) direkt ansteuert.

Lineare AM : Modulator mit globaler Gegenkopplung

HERRMANN SCHREIBER

Wenn die Amplitudenmodulation eines QRP-Senders bei gutem Wirkungsgrad einfach sein soll, ist sie üblicherweise nicht linear. Man kann dem abhelfen durch eine Gegenkopplung, die das NF-Modulationssignal mit dem vergleicht, was die Antenne abstrahlt.

Die Prinzipschaltung in Bild 1 zeigt am Ausgang der Endstufe das, was auch beim Empfang des Kleinsenders zur Demodulation dienen wird: eine Diode. Nach Glättung mit C erhält man ein Signal, das dem am Demodulatorausgang des Emfängers gleicht. Damit es genauso aussieht, wie das dem Sender zugeführte Modulationssignal, genügt ein Vergleich durch einen Operationsverstärker.

In Bild 2 arbeitet der Obertonoszillator T1 in Emitterschaltung und damit mit Parallelresonanz des Quarzes. C2 und C4 gestatten ein geringes Ziehen der Quarzfrequenz von 27 MHz. Vom Abgriff an L1 gelangt das Oszillatorsignal über C6 an die Basis von T2, dessen Verstärkung durch den über R8 zugeführten Basisstrom beeinflußt werden kann.

Über C11 gelangt das so modulierte HF-Signal an die Basis von T3. Da die Basis-Emitter-Strecke wie eine Z-Diode arbeitet, findet eine Begrenzung statt. Dabei entsteht ein Basisstrom in Form von kurzen Impulsen, die T3 in Klasse C arbeiten

Der Kollektordrossel folgt das übliche Pi-Filter. Andere Wahl von L2, C14 und C16 gestattet Anpassung an andere Werte des Lastwiderstands R_L, der hier die Antenne ersetzt. C17 gestattet eine Kompensation der Antennenkapazität. Im Prinzip wird C17 auf optimalen Wirkungsgrad abgeglichen, also möglichst hohe Amplitude an R_L bei möglichst geringer Stromaufnahme.

Da jedoch hier die Ausgangsspanung geregelt wird, genügt es, auf die Stromaufnahme zu achten.

Zur Regelung wird das modulierte Ausgangssignal über C15 an D1 und D2 ge-

führt. Nach Glättung durch C8 wird eine Spannungsteilung (R9/R7) eingeführt. Sie ist gleichbedeutend mit einer Verstärkung des an den Plus-Eingang des OPVs gelangenden Modulationssignals. Die mit P einstellbare Vorspannung definiert den Ruhepegel (ohne Modulation) der Ausgangsspannung. Damit können auch bei Fehlanpassung oder offenem Ausgang keine Überspannungen auftreten.

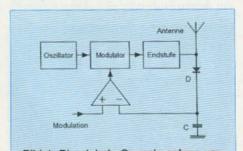


Bild 1: Die globale Gegenkopplung vergleicht die Modulationsspannung mit der Hüllkurve des modulierten Ausgangssignals.

OPVs protestieren in der Regel durch wilde Schwingungen, wenn man, wie hier, ihre Gegenkopplung über zwei Transistoren und eine Gleichrichtung führt. Mit C7 und C9 ist jedoch eine Kompensation möglich. Sie schwächt aber die Schleifenverstärkung bei höheren Modulationsfrequenzen, so daß dort die Linearitätskorrektur nicht mehr ganz so ist gut wie bei 1 kHz.

Es ist also günstig, C7 und C9 so weit zu verringern, wie das mit dem manchmal auch nur sporadischen Auftreten wilder Schwingungen verträglich ist. Der verwendete OPV kann nur durch einen Typ ersetzt werden, bei dem die Eingänge und der Ausgang mit Spannungen ab 0 V arbeiten können.

Der Abgleich von P erfolgt auf 9 V an C8. Auf Grund der Diodenschwellen entspricht das etwa $10\,V_{SS}$ an R_L und damit einer Ausgangsleistung von 250 mW. Bei $100\,\%$ Modulation verdoppelt sich der Spitzenwert dieser Spannung. Der Spitzenwert der Leistung beträgt somit $1\,W$.

Die in Bild 2 eingetragenen Windungszahlen gelten für einen Spulendurchmesser von 8 mm. Wicklungslänge und Drahtstärke betragen 10 bzw. 0,4 mm für L1 und L2 sowie 15 bzw. 0,2 mm für die beiden Drosseln.

Verwendbar ist das angegebene Verfahren gewiß auch für andere Frequenz- und Leistungswerte. Dabei ist es nicht auf die Amplitudenmodulation beschränkt, auch bei anderen Modulationsarten kann eine globale Gegenkopplung sowohl den Aufwand verringern als auch die Linearität verbessern.

