

ausgerichteten Verzweigungshälften mit einer Gegenplatte verklebt und nach dem Aushärten von der Justiervorrichtung abgezogen.

#### 4. Schlußbetrachtung

Die Lichtleistungsteilung mittels zweier angeschliffener Faserkerne gestattet den Bau von passiven Gradientenfaserabzweigen mit einstellbarer Auskoppeldämpfung. Der symmetrische Anschliff ergibt jedoch bei größerer Auskoppeldämpfung in der Abzweigungsfaser eine bevorzugte Anregung hoher Moden. Dieser Nachteil läßt sich durch Kombination einer stark mit einer schwach angeschliffenen Faser vermeiden. Es entsteht ein Abzweig mit kleiner Einfügungsdämpfung in der Transmissionsfaser und gleichmäßiger Modeverteilung in der Auskoppelfaser.

*Wir danken der Deutschen Forschungsgemeinschaft für die Förderung des Vorhabens und den Herren Dr. Fußgänger, Kochan und Galonska für die Unterstützung bei den Messungen.*

#### Literatur:

- [1] Auracher, F.: Prinzipien und Eigenschaften von Abzweigen für Multimodfasern. Frequenz 34 (1980) 2, S. 52.
- [2] Strebler, B.: Wellenausbreitung im optischen Liniennetz mit passiven Abzweigen. Techn. Bericht des Heinrich-Hertz-Instituts Nr. 212, 1979.
- [3] Daido, Y.; Miyauchi, E.; Iwama, T.; Otsuka, T.: Determination of modal power distribution in graded-index optical waveguides from nearfield patterns and its application to differential mode attenuation measurement. Appl. Optics (1979) S. 2207.
- [4] Olshansky, R.; Oaks, S. M.: Differential mode attenuation measurements in graded index fibers. Appl. Optics (1978) S. 1830.

Dr.-Ing. Ernst-Jürgen Bachus, Wikinger Ufer 6, 1000 Berlin 21

Ing.-grad. Klaus Peters, Kantstr. 118, 1000 Berlin 12

Priv.-Doz. Dr.-Ing. Bernhard Strebler, Am Vierrutenberg 12c, 1000 Berlin 28

(Eingegangen am 1. 8. 1980)

## Two Integrator Loop Filters with Stable Q-Factor

Filter mit stabiler Güte, bestehend aus einer Schleife von zwei Integratoren

By Ahmed M. Soliman

#### Abstract:

New active compensation methods in the double integrator loop filters are described. First, a novel variable phase grounded capacitor noninverting integrator is proposed. Application of this integrator in realizing an improved Tow-Thomas biquad with a stable Q-factor is discussed. Secondly, a new phase lead 3 port voltage controlled voltage source is described. Its application for phase correction in the Kerwin-Huelsman-Newcomb biquad is considered.

#### Übersicht:

Für Filter, bestehend aus einer Schleife von zwei Integratoren, wird eine neue aktive Kompensationsmethode angegeben. Zuerst wird eine neue nichtinvertierende Integratorschaltung unter Verwendung eines geerdeten Kondensators mit einstellbarer Phase vorgeschlagen. Die Anwendung dieser Integratorstruktur zur Realisierung eines verbesserten Tow-Thomas-Biquads mit stabiler Güte wird diskutiert. Dann wird eine differenzspannungsgesteuerte Spannungsquelle mit voreilender Phase beschrieben und deren Anwendung zur Phasenkorrektur im Kerwin-Huelsman-Newcomb-Biquad in Betracht gezogen.

#### Für die Dokumentation:

Integrator / Phasenkorrektur / aktive Kompensation / RC-aktive Filter

### 1. Introduction

There is a variety of active RC filters that are based on the use of two integrating operational amplifier (opamp) circuits [1-2]. The Tow Thomas (TT) biquad [3-4] and the Kerwin-Huelsman-Newcomb (KHN) [5] biquad filters are two of the most popular double integrator loop filters. Although both circuits exhibit very low sensitivities with respect to the passive components, they suffer from a rather drastic Q-factor enhancement effect due to the opamps limited bandwidth. The Q-factor enhancement is due to the excess phase lag around the loop, and hence may be compensated for by the addition of an equal amount of phase lead.

The main aim of this paper is to describe active compensation methods for realizing improved TT and KHN biquad filters with stable Q-factor.

### 2. Phase Correction in the Tow-Thomas Biquad

Vogel [6], Akerberg and Mossberg [7] have introduced an active compensation method for the TT biquad, which is based on replacing the Miller-inverter cascade by a phase lead noninverting integrator. Recently Martin and Sedra [8] have shown that the oscillations frequently encountered in the applications of this noninverting integrator are due to the second opamp pole and they proposed a method for stabilizing this integrator. Here a new phase

lead noninverting integrator which uses a single grounded capacitor is given. The use of a grounded capacitor is important for monolithic or hybrid IC fabrication [9]. The proposed integrator may also be used as a high  $Q$ -noninverting integrator.

Fig. 1 represents the proposed integrator, which is based on the active compensation of the Deboo integrator by adding to the circuit another opamp  $A_2$  and the resistor  $R/a$ . By direct analysis, the integrator transfer function is given by

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega_0}{s} \epsilon \tag{1}$$

where

$$\omega_0 = \frac{K+1}{C_1 R} \tag{2}$$

and

$$\epsilon = \frac{1 + \left[ \frac{K(a+1)+1}{K+1} \right] \frac{1}{A_2}}{\left[ 1 + \frac{K+1}{A_1} + \frac{K(a+1)+1}{A_1 A_2} \right] + \frac{\omega_0}{sK} \left[ \frac{K+1}{A_1} - \frac{K(a+1)+1}{(K+1)A_2} + \frac{K(a+1)+1}{A_1 A_2} \right]} \tag{3}$$

Assume that matched opamps are used which are internally compensated to have a single pole open loop response with a unity gain-bandwidth  $\omega_t$ , thus

$$A(s) \simeq \frac{\omega_t}{s} \tag{4}$$

From equation (4) in equation (3) therefore

$$\epsilon(s) = \frac{1 + \left[ \frac{K(a+1)+1}{K+1} \right] \frac{s}{\omega_t}}{1 + \frac{\omega_0}{K\omega_t} \left[ K+1 - \frac{K(a+1)+1}{K+1} \right] + \left[ K+1 + \frac{\omega_0}{K\omega_t} \{K(a+1)+1\} \right] \frac{s}{\omega_t} + [K(a+1)+1] \left( \frac{s}{\omega_t} \right)^2} \tag{5}$$

For  $\omega_0 \ll \left[ \frac{K}{K+1} \right] \omega_t$ ,  $\omega_0 \ll \left[ \frac{K(K+1)}{K(a+1)+1} \right] \omega_t$

the above equation reduced to

$$\epsilon(s) \simeq \frac{1 + \left[ \frac{K(a+1)+1}{K+1} \right] \frac{s}{\omega_t}}{1 + [K+1] \frac{s}{\omega_t} + [K(a+1)+1] \left( \frac{s}{\omega_t} \right)^2} \tag{6}$$

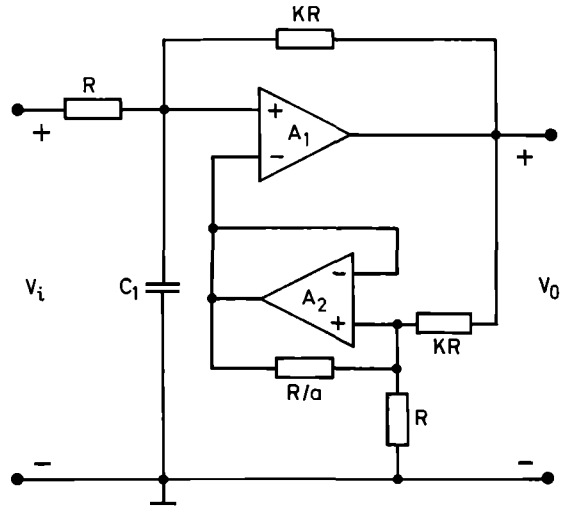


Fig. 1: The proposed grounded capacitor variable phase non-inverting integrator

The integrator phase is given by

$$\phi(\omega) \equiv \arg [\epsilon(j\omega)] \simeq \frac{K}{K+1} [a - (K+1)] \frac{\omega}{\omega_t} \tag{7}$$

It is seen that the resistor  $R/a$  controls the phase of the integrator which can be made leading; zero or lagging accord-

ing to whether  $a$  is larger than, equal to or less than  $(K+1)$ . The parameter  $K$  controls the integrator stability. A detailed analysis taking the second opamp pole into consideration indicates that taking  $K=1$  results in a stable operation. The application of this integrator in the TT biquad is discussed next.

Fig. 2 represents two improved TT biquads suitable for high  $Q$  and high frequency. The circuit of Fig. 2a is based on applying active phase compensation separately

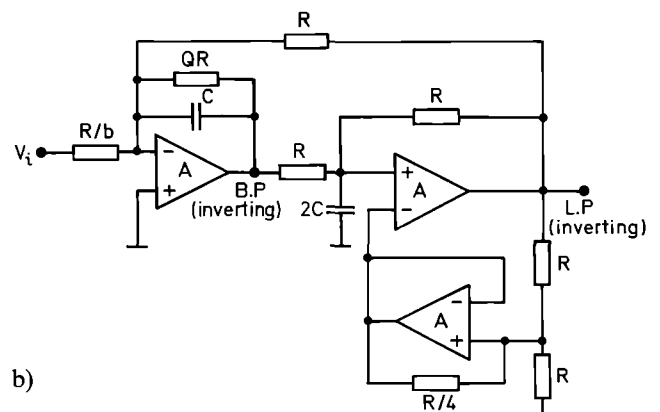
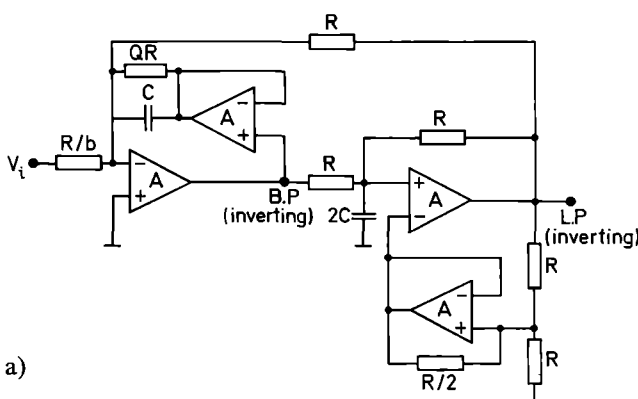


Fig. 2: Two improved two integrator loop biquad filters suitable for high  $Q$  and high frequency; the magnitude of the gain at  $\omega_0$  at each of the two outputs =  $bQ$ ,  $\omega_0 = 1/CR$

to the Miller integrator [10] and the Deboo integrator. In this case, and for  $K=1$ , the design value for  $a=2$ .

The circuit of Fig. 2b employs one opamp less than that of Fig. 2a and is based on the phase correction around the loop by designing the noninverting integrator to have a phase lead at resonance equal to  $+\omega_0/\omega_t$ . In this case and for  $K=1$ , it is seen from equation (7) that the design value for  $a=4$ .

It is worth noting that the active phase compensated Deboo integrator reported in [11] may also be employed as a phase lead noninverting integrator. The proposed integrator however uses one resistor less than that in [11].

### 3. Phase Correction in the Kerwin-Huelsman-Newcomb Biquad

Although several methods for phase correction in the TT biquad have been reported [6, 7, 12-16], only very few active compensation methods for phase correction in the KHN biquad have been introduced [17-19]. Here a new phase lead differential voltage controlled voltage source (DVCVS) is proposed which is suitable for phase correction in the KHN biquad.

For the proposed DVCVS of Fig. 3 and by direct analysis, the output voltage is given by

$$V_0 = \frac{V_2(K+1) \left[ 1 + \frac{K_1 + K_2 + 1}{A_1} \right] - V_1 K \left[ 1 + \frac{K_1(K+1)}{KA_1} \right]}{1 + \frac{K_2(K+1)}{A_1} + \frac{(K+1)(K_1 + K_2 + 1)}{A_1 A_2}} \quad (8)$$

From the above equation, it is seen that a necessary condition to operate the circuit as a 3-port VCVS is that

$$K_1 = K(K_2 + 1). \quad (9)$$

In this case

$$V_0 = [(K+1)V_2 - KV_1] \varepsilon \quad (10)$$

where

$$\varepsilon = \frac{1 + \frac{(K_2 + 1)(K + 1)}{A_1}}{1 + \frac{K_2(K + 1)}{A_1} + \frac{(K_2 + 1)(K + 1)^2}{A_1 A_2}} \quad (11)$$

The parameter  $K_2$  controls the stability of the 3-port VCVS. Detailed analysis taking the second opamp pole  $\omega_2$  into consideration indicates that with  $K_2 = 1$  an unconditionally stable operation is obtained (assuming that  $\omega_2 \geq \omega_t$  and  $K \geq 1$ ) [13].

Using equation (4) and for frequencies such that

$$\omega \ll \frac{\omega_t}{(K_2 + 1)(K + 1)} = \frac{\omega_t}{2(K + 1)}$$

equation (10) simplifies to

$$V_0 \approx [(K + 1)V_2 - KV_1] \left/ (K + 1) \frac{\omega}{\omega_t} \right. \quad (12)$$

For  $K=1$ , the above equation reduces to

$$V_0 \approx [2V_2 - V_1] \left/ \left[ \frac{2\omega}{\omega_t} \right] \right. ; \quad \omega \ll \frac{\omega_t}{4} \quad (13)$$

It is seen that the proposed network realizes a 3-port VCVS with a phase lead at resonance equal to  $[2\omega_0/\omega_t]$ , which is the amount necessary for phase correction in the KHN biquad, since the total parasitic phase of the two biquad integrators at  $\omega_0$  is  $[2\omega_0/\omega_t]$  lagging, where  $\omega_0$  is the biquad pole radian frequency (assuming matched opamps are used for the biquad). Fig. 4 represents the proposed modified KHN biquad, which employs the phase lead 3-port VCVS.

From equation (4) into equation (11) and taking  $K=K_2=1$ , it is seen that the pole  $Q$ ,  $Q_a$  and the pole radian frequency  $\omega_a$  actually realized by the second order expression (11) are expressed as

$$Q_a = \sqrt{2}; \quad \omega_a = \frac{\omega_t}{2\sqrt{2}} \quad (14)$$

The above expressions are identical to those obtained using the 3-port VCVS reported most recently [18].

### 4. Conclusions

A novel grounded capacitor, stable, variable phase noninverting integrator is given. Its application in realizing improved TT biquad filters is discussed.

Phase correction in the KHN biquad has also been considered using a phase lead 3-port VCVS. It is worth noting that the proposed 3-port VCVS includes the inverting VCVS reported recently [13] as a special case by grounding the noninverting input  $V_2$ . Also, by grounding the inverting input,  $V_1 = 0$  and taking  $K_1 = 0$  results in the Reddy noninverting VCVS [15]. It should also be noted that the Reddy inverting VCVS [15] is not suitable for the 3-port mode of operation.

### References:

- [1] Bruton, L. T.: RC Active Circuits, Theory and Design. Prentice Hall, 1980, pp. 142-145.
- [2] Huelsman, L. P.; Allen, P. E.: Introduction to the Theory and Design of Active Filters. McGraw Hill, 1980, pp. 232-241.
- [3] Thomas, L. C.: The biquad: Part I—Some practical design considerations, Part II—A multipurpose active filtering system. IEEE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-18 (1971) pp. 350-361.
- [4] Tow, J.: Active-RC filters—A state space realization. Proc. IEEE, Vol. 56 (1968) pp. 1137-1139.

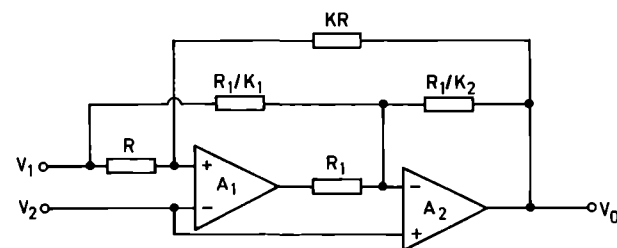


Fig. 3: The proposed phase lead VCVS

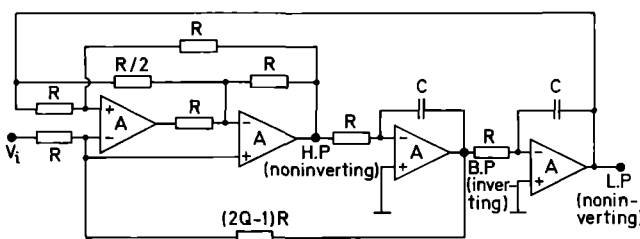


Fig. 4: The improved KHN biquad filter suitable for high Q and high frequency; the magnitude of the gain at  $\omega_0$  at each of the three outputs =  $2Q - 1$ ,  $\omega_0 = 1/CR$

- [5] Kerwin, W. J.; Huelsman, L. P.; Newcomb, R. W.: State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-2 (1967) pp. 87—92.
- [6] Vogel, P. W.: Method for phase correction in active RC circuits using two integrators. Electronics Letters, Vol. 7 (1971) 10, pp. 273—275.
- [7] Akerberg, D.; Mossberg, K.: A versatile active RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-21 (1974) pp. 75—78.
- [8] Martin, K.; Sedra, A. S.: On the stability of the phase lead integrator. IEEE Trans. Circuits Syst. Vol. CAS-24 (1977) pp. 321—324.
- [9] Saha, S. K.: Inverting integrator with extended time constant using grounded capacitor. Proc. IEE, Vol. 127, Pt. G (1980) 2, pp. 99—100.
- [10] Soliman, A. M.; Ismail, M.: Op-Amp. Integrators with Infinite Q-factor. Frequenz 32 (1978) 11, pp. 331—334.
- [11] Soliman, A. M.; Ismail, M.: On the active compensation of noninverting integrators. Proc. IEEE, Vol. 67 (1979) 6, pp. 961—963.
- [12] Soliman, A. M.; Ismail, M.: Phase correction in two-integrator loop filters using a single compensating resistor. Electronics Letters, Vol. 14 (1978) 12, pp. 375—376.
- [13] Soliman, A. M.: Phase correction in two integrator loop filters using new variable phase inverting amplifier. Electronics Letters, Vol. 16 (1980) 5, pp. 186—188.
- [14] Soliman, A. M.: Novel two opamps three resistor variable phase inverting amplifier. Electronics Letters, Vol. 16 (1980) 8, pp. 294—295.
- [15] Reddy, M. A.: Operational amplifier circuits with variable phase shift and their application to high-Q active-RC filters and RC-oscillators. IEEE Trans. on Circuits Syst., Vol. CAS-23 (1976), pp. 384—389.
- [16] Brackett, P. O.; Sedra, A. S.: Active compensation for high-frequency effects in op-amp circuits with applications to active filters. IEEE Trans. on Circuits Syst., Vol. CAS-23 (1976) pp. 68—72.
- [17] Brown, L.; Sedra, A. S.: New multifunction biquadratic filter circuit with inherently stable Q-factor. Electronic Letters, Vol. 13 (1977) 24, pp. 719—721.
- [18] Soliman, A. M.; Ismail, M.: A universal variable phase 3-port VCVS and its application in two-integrator loop filters. Proceedings IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems, April 1980, pp. 83—86.
- [19] Soliman, A. M.: Novel phase lead inverting integrator and its application in two integrator loop filters. Electronics Letters, Vol. 16 (1980), pp. 475—476.

Dr. A. M. Soliman, Department of Electrical Engineering, Florida Atlantic University, Boca Raton, Florida 33431.

(Received on June 20, 1980)

## Persönliches

### Prof. Wolman 80 Jahre

Am 20. Januar 1981 kann Prof. Dr.-Ing. W. Wolman seinen 80. Geburtstag feiern. Walter Wolman stammt aus Wuppertal-Elberfeld, legte dort sein Abitur ab und studierte dann in den Jahren 1921 bis 1925 Elektrotechnik, und zwar sieben Semester an der Technischen Hochschule Darmstadt und ein abschließendes Semester an der TH Stuttgart. Während des Studiums galt sein Interesse mehr der Starkstromtechnik, und auch in der anschließenden Zeit von 1925 bis 1927 als Assistent von Prof. Rogowski an der TH Aachen kam er kaum mit nachrichtentechnischen Problemen in Berührung. Im Anschluß an seine Promotion trat er in das Zentrallaboratorium der Siemens & Halske AG Berlin ein und entdeckte dort bald die Begeisterung für die Nachrichtentechnik, die ihn bis zum heutigen Tag nicht mehr losgelassen hat. Nach einer Anfangstätigkeit im Verstärkerlabor übernahm Wolman schon nach einem Jahr die Leitung eines Labors für Gleichstrom- und Tonfrequenzmeßgeräte. Drei Jahre später, im Jahr 1931, wurde ihm bereits die Leitung mehrerer Labors übertragen, in denen neben den Meßgeräten Einrichtungen zur Trägerfrequenztelefonie auf Freileitungen und Hochspannungsleitungen, später dann auch zur Gleichstrom-, Unterlagerungs- und Wechselstromtelegraphie sowie Fernleitungsverstärker entwickelt wurden. Aus dieser Zeit stammt eine Reihe von wesentlichen Veröffentlichungen, so z. B. zur Grenzfrequenz der Wirbelströme.

Bereits während seiner Zeit bei Siemens hat Wolman seine didaktische Befähigung erkannt und einen Teil seiner Zeit darauf verwendet, sein Können und Wissen an jüngere Mitarbeiter weiterzugeben. Daher war es nicht verwunderlich, daß er im Jahre 1938, gerade 37 Jahre alt, einem Kontakt mit dem an der TH Dresden lehrenden Prof. Barkhausen folgend, einen Ruf auf den Lehrstuhl und das Institut für Fernmeldeanlagen und technische Akustik der TH Dresden annahm. Durch den bald darauf einsetzenden Krieg entstanden an diesem Institut wesentliche Forschungsaufgaben auf dem Gebiet des Fernmessens, Fernsteuerns und Fernlenkens, deren Ergebnisse bei der Fernlenkung von Raketen in Peenemünde eingesetzt wurden.

Dabei wurde auch eine Methode zur Messung der Geschwindigkeit von Flugkörpern nach dem Dopplerprinzip entwickelt.

Nach dem Krieg kam Prof. Wolman nach Stuttgart und nahm seine Vorlesungstätigkeit an der damaligen Technischen Hochschule auf. Im Jahr 1948 übernahm er dann den neugeschaffenen Lehrstuhl für Fernmeldeanlagen und baute das zugehörige Institut auf, das er bis zu seiner Emeritierung Ende 1967 leitete. In den zwanzig Jahren seiner so erfolgreichen Lehr- und Forschungstätigkeit an der Universität Stuttgart hat Prof. Wolman wesentliche Beiträge zur Nachrichtentechnik geleistet. Neben der Sprachübertragung interessierten ihn dabei vor allem Forschungsthemen aus dem Gebiet der Impulsübertragung und -entzerrung. Natürlich war er auch in einer größeren Zahl von Gremien in leitender Funktion tätig, so z. B. bei der Deutschen Forschungsgemeinschaft, bei der Nachrichtentechnischen Gesellschaft und als Dekan der Fakultät.

Ganz besondere Verehrung genießt Prof. Wolman bei seinen zahlreichen Schülern. Alle, die ihn als Hochschullehrer erlebt haben, schätzen seine ganz persönliche Art, auch schwierige Zu-

sammenhänge mit einem Minimum an mathematischem Aufwand durchsichtig und anschaulich darzustellen. Er hat damit in seiner so sympathischen, liebenswürdigen Art vielen Studenten Wesentliches für ihre spätere Ingenieurertätigkeit mitgegeben. Nach seiner Emeritierung hat Prof. Wolman bis Ende 1976 weiterhin Wahlvorlesungen über ausgewählte Kapitel der Übertragungstechnik, insbesondere aus dem Gebiet der Impulsübertragung, gehalten und zeigt auch heute noch in voller geistiger und körperlicher Frische viel Interesse für nachrichtentechnische Probleme.

Dem Jubilar gratulieren seine vielen Studenten, die heute in der Industrie, in Forschungsinstituten oder als Hochschullehrer tätig sind, und seine zahlreichen Freunde und Fachkollegen in aufrichtiger Verbundenheit zum 80. Geburtstag und wünschen ihm noch viele frohe und gesunde Jahre.

W. Kaiser

### Prof. Feldtkeller 80 Jahre

Am 26. Januar 1981 vollendet Prof. Dr. rer. nat., Dr.-Ing. E. h. Richard Feldtkeller sein 80. Lebensjahr. Seit seiner Berufung als Ordinarius an die TH Stuttgart im Jahre 1936 bis zu seiner Emeritierung 1966 hat er als Hochschullehrer im Dienste der Lehre und Forschung gestanden und sich in diesen 30 Jahren über die Grenzen unseres Landes hinaus einen Namen gemacht. Die Voraussetzung für seine Berufung erwarb er sich in Berlin während einer 12jährigen Industrietätigkeit im Zentrallaboratorium der Siemens & Halske AG, in das er 1924 nach dem Physikstudium in Halle eintrat; schon bald gehörte er der Leitung dieses Industrielabors an und erarbeitete viele wissenschaftliche Grundlagen für die Nachrichtentechnik des Weltverkehrsnetzes, insbesondere für die Verstärkertechnik und die Vierpoltheorie.

Da er schon als 35jähriger seine Berufung erhielt, lebt die „Vorkriegsgeneration“ seiner Schüler – zu der auch der Laudator gehört – heute meist schon im Ruhestand. Gerade als Ruheständler kann man die vielseitigen Interessen des Jubilars nach der Emeritierung ermessen und bewundern; vielen Gebieten – sei es Geschichtliches, Kunstgeschichte oder Musik, um nur Beispiele zu nennen – widmete er sich intensiver als zuvor und ließ die in München tätigen ehemaligen Schüler anlässlich der Nymphenburger Abende daran teilnehmen, die er so oft und so lange veranstaltete, wie es sein Gesundheitszustand erlaubte.

Wir erlebten in den ersten Jahren seiner Hochschultätigkeit kurz hintereinander das Erscheinen seiner Standardwerke der Nachrichtentechnik: die „Vierpoltheorie“, die „Siebschaltungstheorie“, die „Theorie der Rundfunksiebschaltungen“ und die „Theorie der Spulen und Übertrager“.

Der Krieg, der wie bei fast allen Menschen eine mehr oder weniger starke Zäsur bedeutete, brachte für Prof. Feldtkeller im Jahre 1943 eine Unterbrechung des geregelten Hochschulbetriebs durch die Verlagerung nach Eningen bei Reutlingen, von wo er erst 1949 endgültig nach Stuttgart zurückkehrte und nach dem Wiederaufbau der zerstörten Gebäude den Hochschulbetrieb wieder voll aufnehmen konnte. Erwähnt seien zwei Bücher, die in der