

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

**Band:** 77 (1986)

**Heft:** 5

**Artikel:** Vergleich zwischen Pulsbreiten- und Pulsamplituden-Modulation zur Speisung von Drehstrom-Asynchronmotoren

**Autor:** Alexa, D.

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-904167>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 01.04.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

# Vergleich zwischen Pulsbreiten- und Pulsamplituden-Modulation zur Speisung von Drehstrom-Asynchronmotoren

D. Alexa

*Im vorliegenden Aufsatz wird nochmals auf die bereits in Lit. [10] beschriebene Schaltung zur Speisung von drehzahlvariablen Drehstrom-Asynchronmotoren mittels Pulsamplituden-Modulation eingegangen. Sie wird hier mit der verbreiteten Pulsbreitenmodulation verglichen, und es wird gezeigt, dass sie wichtige Vorteile bezüglich der notwendigen Kommutierungs-Bauelemente aufweist.*

*Cet article fait suite à la description parue dans un précédent Bulletin (bibl. [10]) concernant l'alimentation de moteurs asynchrones triphasés à vitesse variable au moyen de la modulation de l'amplitude des impulsions. Ici, cette modulation est comparée à celle de la largeur des impulsions et on montre qu'elle présente d'importants avantages en ce qui concerne les éléments nécessaires pour la commutation.*

Robustheit, geringer Wartungsaufwand, einfache Konstruktion, hohes Leistungsgewicht, niedriger Preis und grosser Leistungsbereich sind Vorteile von Kurzschlussläufer-Asynchronmotoren gegenüber Gleichstrommotoren; daher werden sie überall dort eingesetzt, wo Antriebe mit nahezu konstanter Drehzahl gefordert werden. Für einen Einsatz als drehzahlvariablen Drehstromantrieb ist jedoch - neben einer komplexeren Regelung - ein Drehstromsystem variabler Frequenz und variabler Amplitude notwendig. In der Regel wird dieses über statische

Umformer erzeugt. Bei der Auswahl eines geeigneten Umrichters bietet sich insbesondere ein Pulswechselrichter, d.h. ein Wechselrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung an, da er durch die Modulation der Ständerspannung auch im Bereich niedriger Drehzahlen und im Stillstand für Lauf-ruhe sorgt [1; 2].

## 1. Wechselrichter mit Pulsbreitenmodulation

Wegen der guten dynamischen Eigenschaften sowie des kleinen Ge-

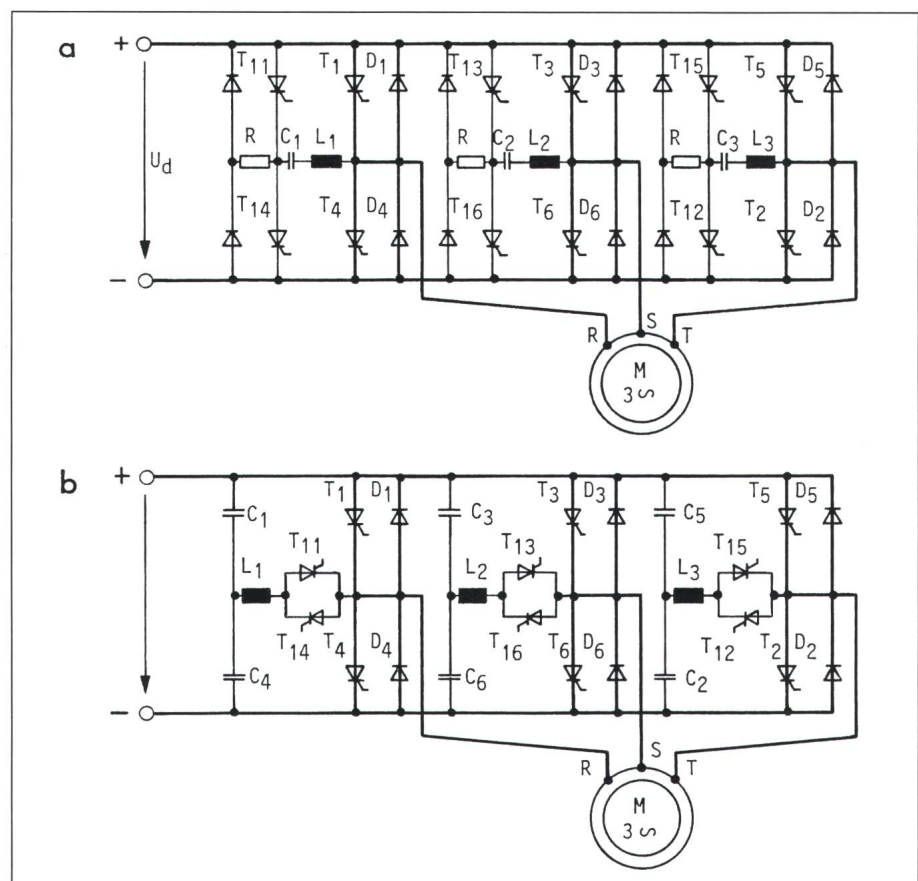


Fig. 1 Schaltschemata von zwei Wechselrichtervarianten für Pulsbreitenmodulation

- a Wechselrichter nach McMurray
- b Wechselrichter mit verteilten Kommutationskondensatoren

### Adresse des Autors

Prof. Dr. Ing. D. Alexa, Lehrstuhl für Elektronik und Rechenanlagen am Polytechnischen Institut Iassy, Strada 23 August Nr. 22, R-6600 Iassy.

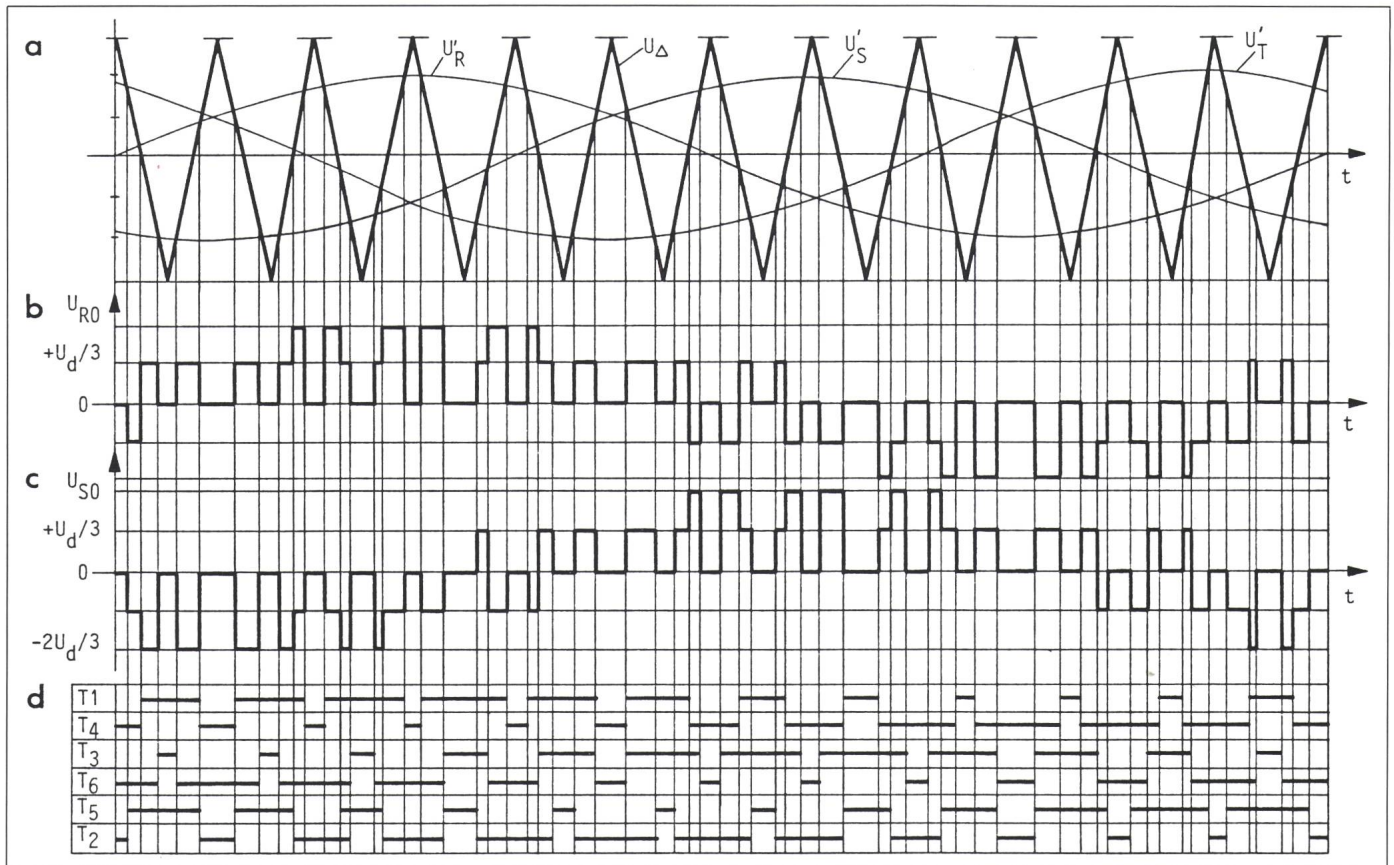


Fig. 2 Pulsbreitenmodulationsverfahren für  $m = 12$

- a Modulationssignale  $u'_R$ ,  $u'_S$ ,  $u'_T$  und Trägersignal  $u_\Delta$   
 b und c Ausgangsspannungen  $u_{R0}$  und  $u_{S0}$   
 d Programm der Einschaltdauer der Hauptthyristoren

haltes an Harmonischen im Tiefstfrequenzbereich der Ausgangsspannung bei Wechselrichtern mit Pulsbreitenmodulation (PBM) nach einem sinusoidalen Gesetz werden diese Wechselrichter in verschiedenen Bereichen verwendet: Drehstromtraktion, Textil- und metallurgische Industrie usw. [3; 4; 5]. Die hierfür geeignetsten Schaltungen sind in Figur 1 dargestellt [6; 7]. Der Wechselrichter wird mit konstanter Gleichspannung gespeist. Es wird ein Sinus-Referenzsignal erzeugt, das dieselbe Frequenz wie die vom Wechselrichter geforderte Ausgangsfrequenz  $f_1$  aufweist. Die Steuerung erfolgt mit einem Trägersignal von hoher Frequenz  $mf_1$  (Fig. 2).

Für die Phase R zum Beispiel, wo in den Zeitintervallen, in denen der momentane Wert des Sinus-Referenzsignals  $u'_R$  grösser ist als derjenige des Trägersignals  $u_\Delta$ , bewirkt das Steuerungsschema die Einschaltung des Hauptthyristors, dessen Anode an das Plus der Stromquelle (also  $T_1$ ) gelegt wird. Für die übrigen Zeitintervalle, wo der momentane Wert des Signals  $u'_R$  kleiner als derjenige des Trägersignals ist, wird der Hauptthyristor  $T_4$  eingeschaltet, dessen Kathode am Minus der

Stromquelle liegt. Natürlich muss der Thyristor  $T_1$  abgeschaltet werden, bevor  $T_4$  gezündet wird. Entsprechend erfolgt die Modulation der Phasen S und T. Figur 2a zeigt die Modulationssignale  $u'_R$ ,  $u'_S$  und  $u'_T$  sowie das Trägersignal  $u_\Delta$  und Figur 2d das Steuerprogramm der Hauptthyristoren, das sich aus dem Vergleich der Referenzsignale mit dem Trägersignal ergibt.

Die Modulationssignale können auch eine Form aufweisen, die einer Sinuskurve sehr nahe kommt, zum Beispiel Trapez- oder Treppenform. Letztere kann leichter als eine Sinuskurve erreicht werden, wenn man berücksichtigt, dass die Frequenzen und Amplituden der drei Referenzsignale innerhalb weiter Grenzwerte variiert werden müssen.

Die Änderung der Grundschwingungsamplitude der Ausgangsspannung des Wechselrichters erhält man durch Variation der Amplituden der Modulationssignale, entsprechend der durch den Regler verlangten Ausgangsspannung, wobei die Amplitude des Trägersignals konstant bleiben muss.

In den meisten Fällen besteht zwischen der Frequenz der Pulse  $f_p$  des

Wechselrichters und dessen Ausgangsfrequenz  $f_1$  ein bestimmtes Verhältnis  $m$ , mit konstantem Wert für bestimmte Regelungsgrenzen der Frequenz  $f_1$ , beispielsweise [4] 168, 120, 84, 60, 42, 30, 21 und 15. In Figur 2 ist  $m = 12$  angenommen worden.

## 2. Wechselrichter mit Pulsamplitudenmodulation

Die Pulsamplitudenmodulation (PAM) der Ausgangsspannung nach einem sinusoidalen Gesetz kann durch ein entsprechendes Programm der Zündung und Löschung der Thyristoren eines Wechselrichters erreicht werden [8; 9; 10].

Nach Figur 3 hat der Wechselrichter einen einzigen Löschkreis  $LC$  und wird mit einer konstanten Gleichspannung  $U_d$  von einem ungesteuerten Gleichrichter gespeist. Er ermöglicht die Variierung der Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung  $U_{1\lambda}$  bei Ausgangsfrequenzen  $f_1$  kleiner als die Nennfrequenz  $f_{1n}$  des Wechselstrommotors ( $f_{1n} = 50$  oder  $60$  Hz). Bei Frequenzen  $>f_{1n}$  hält er den Wert dieser Spannung konstant.

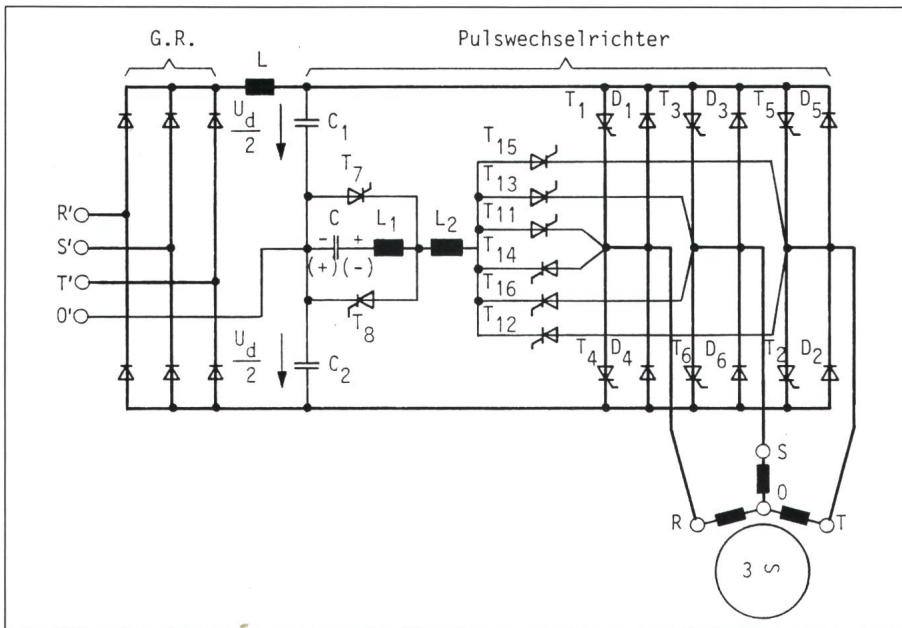


Fig. 3 Schaltschema eines statischen Frequenzumrichters für Pulsamplitudenmodulation

Die Variierung der Ausgangsspannung und -frequenz für  $f_1 < f_{in}$  wird durch die Änderung der Frequenz der Pulse  $f_p$  des Wechselrichters erreicht, wobei  $f_p = m f_1$  ist. Der Wert von  $m$  bleibt in bestimmten Regelungsgrenzen von  $f_1$  konstant und kann folgende Werte annehmen:  $m = 96, 48, 24$  und  $12$ . Die Ausgangsfrequenz variiert dabei zwischen  $1$  und  $2$  Hz und  $f_{in}$  (Fig. 4).

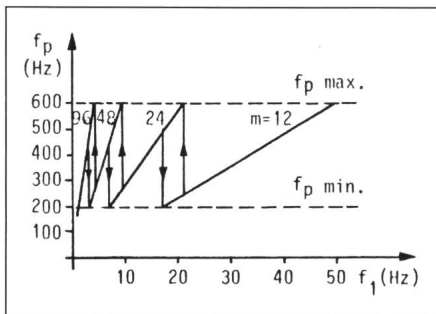


Fig. 4 Wechselrichterpulsfrequenz

Damit die Ausgangsspannung möglichst wenig niedrige Harmonische aufweist, werden die Pulse in der Amplitude nach einem möglichst sinusoidalen Gesetz moduliert. Z.B. wird nach Fig. 5 jeder Phase des Motors eine Spannung bestehend aus 24 Pulsen pro Periode mit Amplituden von  $+2U_d/3, +U_d/3, 0, -U_d/3$  und  $-2U_d/3$  zugeteilt; die Dauer eines Pulses sei  $\tau$ , sie entspricht der Einschaltdauer des Wechselrichters.

Im folgenden wird die Funktionsweise des Wechselrichters im Zeitintervall  $t_3, t_5$  nach den Figuren 3 und 5 beschrieben. Vor dem Zeitpunkt  $t_3$  sind

der Thyristor  $T_5$  und die Dioden  $D_1$  und  $D_3$  eingeschaltet; die Stern-Ausgangsspannungen  $u_{RO}, u_{SO}$  und  $u_{TO}$  sind gleich Null. Im Zeitpunkt  $(t_3 + \Delta t)$  werden die Thyristoren  $T_1, T_6$  und  $T_5$  gezündet. Dabei stellt  $\Delta t$  die Dauer des Kommutierungsprozesses der Hauptthyristoren dar, also muss  $\Delta t/2$  wenigstens gleich der Freiwerdezeit  $t_q$  dieser Thyristoren sein. Die Zündung von  $T_6$  blockiert die Diode  $D_3$ ; zwischen  $(t_3 + \Delta t)$  und  $(t_3 + \tau/2)$  betragen die Spannungen  $u_{RO}, u_{SO}$  und  $u_{TO}$ :  $+U_d/3, -2U_d/3$  und  $+U_d/3$ . Im Zeitpunkt  $(t_3 + \tau/2)$  wird  $T_5$  durch die Zündung von  $T_{15}$  gelöscht. Der auf etwa  $+U_d$  (Fig. 3, Polarität ohne Klammer) aufgeladene Kondensator  $C$  wird im Schwingkreis  $C-L_1-L_2-T_{15}-D_5-C_1$  entladen. Nach Beendigung dieses Prozesses wird in  $(t_3 + \tau/2 + \Delta t)$  der Thyristor  $T_2$  gezündet.  $C$  wird dabei auf etwa  $-U_d$  aufgeladen (Polarität in Fig. 3 in Klammern), wobei  $T_2$  blockiert und der Laststrom  $i_s$  von der Diode  $D_2$  umgeschaltet wird. Zwischen  $(t_3 + \tau/2 + \Delta t)$  und  $(t_3 + \tau)$  betragen die Spannungen  $u_{RO}, u_{SO}$  und  $u_{TO}$ :  $+2U_d/3, -U_d/3$  und  $-U_d/3$ .

Danach wird bei  $(t_3 + \tau)$  die Löschung von  $T_1$  durch die simultane Zündung der Thyristoren  $T_7$  und  $T_{11}$

eingeleitet. Dabei wird zuerst eine Umkehrung der Spannung des Kondensators  $C$  durch dessen Entladung im Schwingkreis  $C-T_7-L_1$  herbeigeführt, wonach  $T_7$  blockiert wird. Dann wird  $C$  zur Löschung von  $T_1$  verwendet und lädt sich nachher durch Zündung von  $T_4$  auf etwa  $-U_d$  wieder auf. Offensichtlich muss  $T_{11}$  entsprechend lange eingeschaltet bleiben. Die Spannungen  $u_{RO}, u_{SO}$  und  $u_{TO}$  sind bis zum Zeitpunkt  $t_4$  gleich Null.

Im Zeitpunkt  $t_4$  wird die Löschung von  $T_4$  eingeleitet, und im Zeitpunkt  $(t_4 + \Delta t)$  werden die Thyristoren  $T_1, T_6$  und  $T_5$  gezündet, während die Spannungen  $u_{RO}, u_{SO}$  und  $u_{TO}$  die Werte  $+U_d/3, -2U_d/3$  und  $+U_d/3$  haben. Dann, bei  $(t_4 + \tau/2)$  wird der Thyristor  $T_5$  gelöscht. Schliesslich wird bei  $(t_4 + \tau)$  durch simultane Zündung der Thyristoren  $T_7$  und  $T_{11}$  der Thyristor  $T_1$  gelöscht.

Die Funktionsweise des Wechselrichters kann im Diagramm der Figur 5d weiterverfolgt werden. Es können daraus folgende allgemeinen Schlüsse gezogen werden:

- In den Zeitpunkten  $(t_0 + \Delta t), (t_1 + \Delta t), (t_2 + \Delta t)$  usw. wird die Zündung der drei Hauptthyristoren gesteuert.
- Die Thyristoren  $T_7$  und  $T_8$  für die Umkehrung der Polarität des Kondensators  $C$  werden nur  $m/4$  mal pro Ausgangsspannungsperiode gezündet.
- In den Zeitpunkten  $(t_0 + \tau/2), (t_0 + \tau), (t_1 + \tau), (t_2 + \tau)$  usw. wird die Löschung je eines Hauptthyristors durch Zündung des entsprechenden Löschyristors gesteuert.
- Bei  $(t_3 + \Delta t), (t_7 + \Delta t), (t_{11} + \Delta t)$  usw., also nur sechsmal pro Ausgangsperiode, wird die Zündung der drei Hauptthyristoren gesteuert, ohne dass vorgehend ein Hauptthyristor gelöscht worden wäre. Dabei werden die Lastströme der Freilaufdioden auf die gezündeten Hauptthyristoren umgeschaltet. Das ist möglich, weil die Last einen induktiv-resistiven Charakter aufweist.

Die Entwicklung der Stern-Ausgangsspannung des Wechselrichters in eine Fourierreihe ergibt:

$$u_{RO}(t) = \sum_{p=1}^{p=m/12} \sum_{n=1}^{n=\infty} \left\{ U_{n\lambda A} \cdot \sin n \left[ \omega_1 t - (p-1) \frac{2\pi}{m} \right] + U_{n\lambda B} \cdot \cos n \left[ \omega_1 t - (p-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\} \quad (1)$$

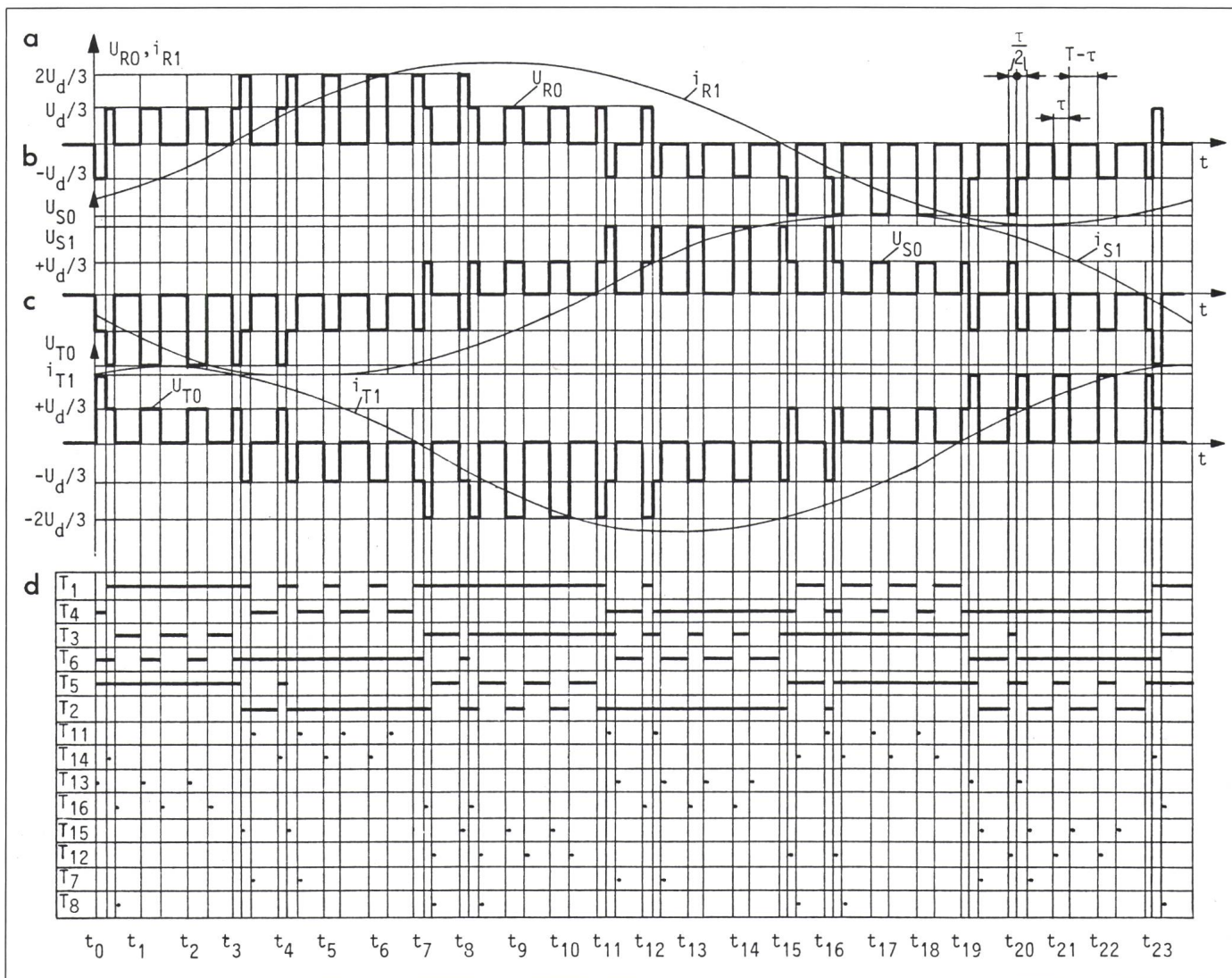


Fig. 5 Pulsamplitudenmodulation für  $m = 24$

a, b, c Ausgangsspannungen  $U_{RO}$ ,  $U_{SO}$  und  $U_{TO}$   
d Programm der Einschaltdauer der Thyristoren

Die Kommutierungszeit ist nicht eingetragen.

Hierin sind:

$$U_{n\lambda A} = \frac{4 \sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos n \frac{\pi}{6}}{3n\pi} \left[ \sin n(8 + \lambda) \frac{\pi}{12} - 2 \sin n \frac{\pi}{6} \cdot \cos n(10 + \lambda) \frac{\pi}{12} \right. \\ \left. - 2 \left( \cos n \frac{\pi}{4} + \cos n \frac{\pi}{12} \right) \cdot \sin n(11 + 2\lambda) \frac{\pi}{12} - \sin n \frac{2\pi}{3} \right] U_d \quad (2)$$

$$U_{n\lambda B} = \frac{4 \sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos n \frac{\pi}{6}}{3n\pi} \left[ \cos n(8 + \lambda) \frac{\pi}{12} + 2 \sin n \frac{\pi}{6} \cdot \sin n(10 + \lambda) \frac{\pi}{12} \right. \\ \left. - 2 \left( \cos n \frac{\pi}{4} + \cos n \frac{\pi}{12} \right) \cdot \cos n(11 + 2\lambda) \frac{\pi}{12} - \frac{3}{2} - 2 \cos n \frac{\pi}{6} \right] U_d \quad (3)$$

$p = m/12$  Anzahl der entsprechenden Pulse für den zwölften Teil der Ausgangsspannungsperiode

$n$  Ordnung der Harmonischen

$\omega_1 = 2\pi f_1$  Ausgangskreisfrequenz

$\lambda = m\tau f_1$  relative Einschaltdauer des Wechselrichters

Aus Gleichung (1) geht hervor, dass die Ausgangsspannung des Wechselrichters keine geraden Harmonischen und auch keine dritter sowie mehrfachen Ordnung enthält. Die Amplitude der Grundschwingung der Ausgangsspannung bei kompletter Steuerung ( $\lambda = 1$  und  $m = 12$ ) beträgt:

$$U_1 = 0,636 \cdot U_d \quad (4)$$

In Figur 6 sind die Amplituden der Harmonischen 5., 7., 11. und 13. Ordnung im Vergleich zu  $U_1$  für verschiedene Werte von  $\lambda$  und  $m$  angegeben. Daraus kann man folgern, dass die Harmonischen 5. und 7. Ordnung kleiner sind als 6% bzw. 3,5% der Grundschwingung bei kleineren Ausgangsspannungen.

Was die Einschaltdauer  $\tau$  anbelangt, muss sie für  $m = 12$  konstant bleiben, für  $m = 24$  auf die Hälfte reduziert

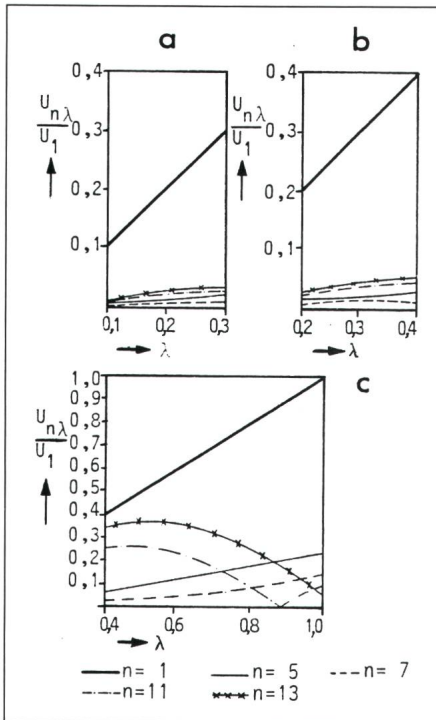


Fig. 6 Abhängigkeit der Harmonischen der Ausgangsspannung von der Wechselrichter-Einschalt-dauer

a  $m = 48$ , b  $m = 24$ , c  $m = 12$

werden usw. Falls die Ausgangsfrequenz bis zu Werten von 1,5 bis 4 Hz vermindert werden soll, kann man, um nicht zu grosse Ständerstrom-Oberschwingungen zu erhalten, auf einen Verlauf der Ausgangsspannung mit 96 Pulsen je Periode übergehen. Auch in

diesen Fällen ist die Einschalt-dauer nicht kleiner als  $300 \mu s$ , da für niedrige Frequenzen  $f_1$  das Verhältnis  $U_{1\lambda}/f_1$  vergrössert werden muss, um den Ständerfluss des Asynchronmotors konstant zu halten. Es ist dann notwendig,  $\tau$  zu vergrössern, um den Spannungsabfall am Ständerwiderstand zu kompensieren. Ein einwandfreies Arbeiten der Hauptthyristoren und der Löschkreise ist somit möglich.

### 3. Schlussfolgerungen

Vergleicht man die beiden Pulsmodulationsverfahren, so kann man folgende Schlussfolgerungen ziehen:

1. Die Anzahl der Kommutationsprozesse ist bei dem PAM-Verfahren halb so gross wie beim PBM-Verfahren. Ausserdem sind beim PAM-Wechselrichter keine  $R$ -Widerstände notwendig, wie beim PBM-Wechselrichter der Figur 1a zum Ausgleich von Überspannungen der Kommutationskondensatoren. Bezüglich dieser Schaltung sind beim PAM-Verfahren die Kommutationsverluste kleiner.

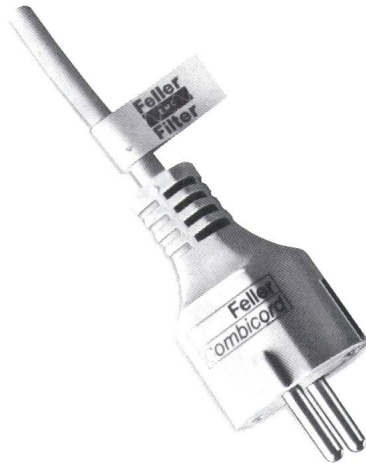
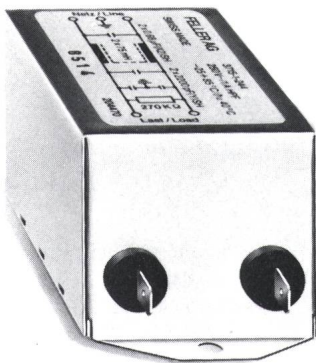
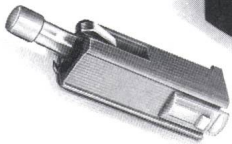
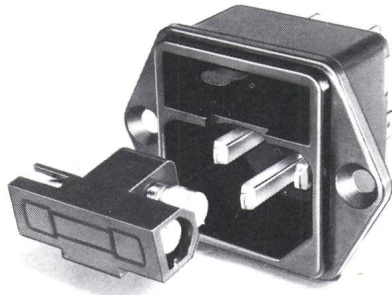
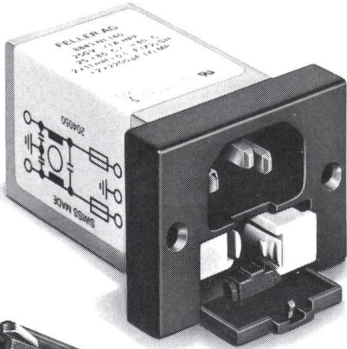
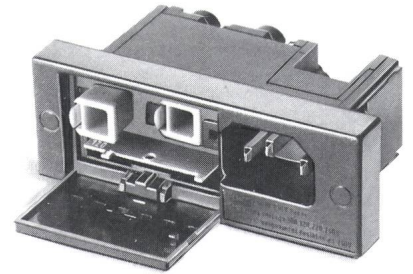
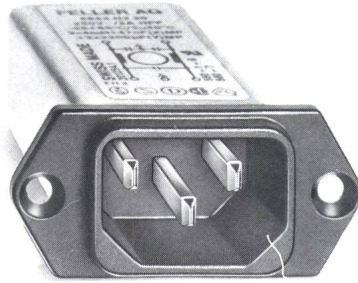
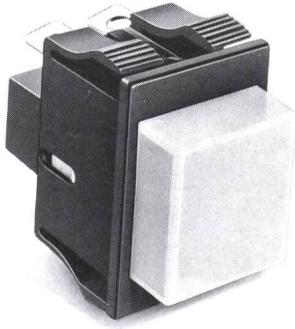
2. Setzt man für alle drei in der Arbeit angegebenen Wechselrichter dieselbe Gleichspannung  $U_d$  und Nennlast voraus, dann sind für den McMurray-Wechselrichter der Figur 1a drei Kommutationskondensatoren der Kapazität  $C_0$  und Nennspannung  $2U_d$  notwendig; für Wechselrichter mit verteilten Kommutationskondensatoren in (Fig. 1b) sind sechs Kondensato-

ren von  $C_0$ , aber mit Nennspannung von  $3U_d/2$  notwendig. Der Wechselrichter der Figur 3 benötigt einen einzigen Kommutationskondensator mit einer Kapazität von  $2C_0$  und einer Nennspannung von  $U_d$ . Somit brauchen die PAM-Kommutationskreise weniger  $LC$ -Bauteile in Umfang und Kosten.

### Literatur

- [1] K. Heumann: Grundlagen der Leistungselektronik. Stuttgart, Teubner-Verlag, 1975.
- [2] W. Leonhard: Regelung in der elektrischen Antriebstechnik. - Teubner Studienbücher; Elektrotechnik - Stuttgart, Teubner-Verlag, 1974.
- [3] A. Schöning und H. Stiemler: Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. BBC-Nachrichten 46(1964)12, S. 699...721.
- [4] J.A. Houldsworth and W. B. Rosink: Introduction to PWM speed control system for 3-phase AC motors. Philips Electronic Components and Applications 2(1980)2, p. 66...79.
- [5] S.R. Bowes and R. R. Clements: Computer-aided design of PWM inverter systems. IEE Proc. Part B: Electric Power Applications 129(1982)1, p. 1...17.
- [6] L. J. Penkowski and K. E. Pruzinsky: Fundamentals of a pulsewidth modulated power circuit. IEEE Trans. IA 8(1972)5, p. 584...592.
- [7] H.-J. Nitschke und U. Putz: Umrichter für Drehstromantriebe. Techn. Mitt. AEG-Telefunken 67(1977)1, S. 2...6.
- [8] D. Alexa und V. Prisacaru: Statische Frequenzumrichter für Speisung von Wechselstrommotoren auf Grund sinusförmiger Impulsamplitudenmodulation der Ausgangsspannung. ETZ-A 98(1977)4, S. 294...299.
- [9] D. Alexa: Umrichtersystem mit Pulswechselrichter und einem höheren Grundschwingungsgehalt der Ausgangsspannung. ETZ-Archiv 3(1981)12, S. 433...436.
- [10] D. Alexa, L. Turic und D. Stiurcă: Umrichtersystem mit höherem Grundschwingungsgehalt für die Drehstromtraktion. Bull. SEV/VSE 76(1985)9, S. 490...492.

# Feller PCC. Weil jedes Gerät seine spezifischen Primärstromversorgungs-Komponenten braucht.



*Feller*

**PCC** Primary  
Circuit Components

Klöber BSW

*Feller PCC ist weltweit die einzige Firma, die ein so umfassendes Sortiment an Primärstromversorgungs-Komponenten aus eigener Forschung, Entwicklung und Produktion anbietet. Jedes Feller PCC-Produkt erfüllt die höchsten Qualitätsansprüche und entspricht allen international wichtigen Sicherheitsvorschriften.*

*Feller PCC verfügt über eine der modernsten, computergesteuerten EMC-Testeinrichtungen und ist deshalb in der einzigartigen Lage, kundenspezifische Filter für jedes am Netz betriebene elektrische und elektronische Gerät zu offerieren und damit den Vorschriften entsprechend zu konzipieren.*

*Your first contact*

*Wir interessieren uns für Feller PCC. Bitte*

*senden Sie uns Ihren Übersichtskatalog*  *nehmen Sie mit uns Kontakt auf.*

*Unsere Adresse:*

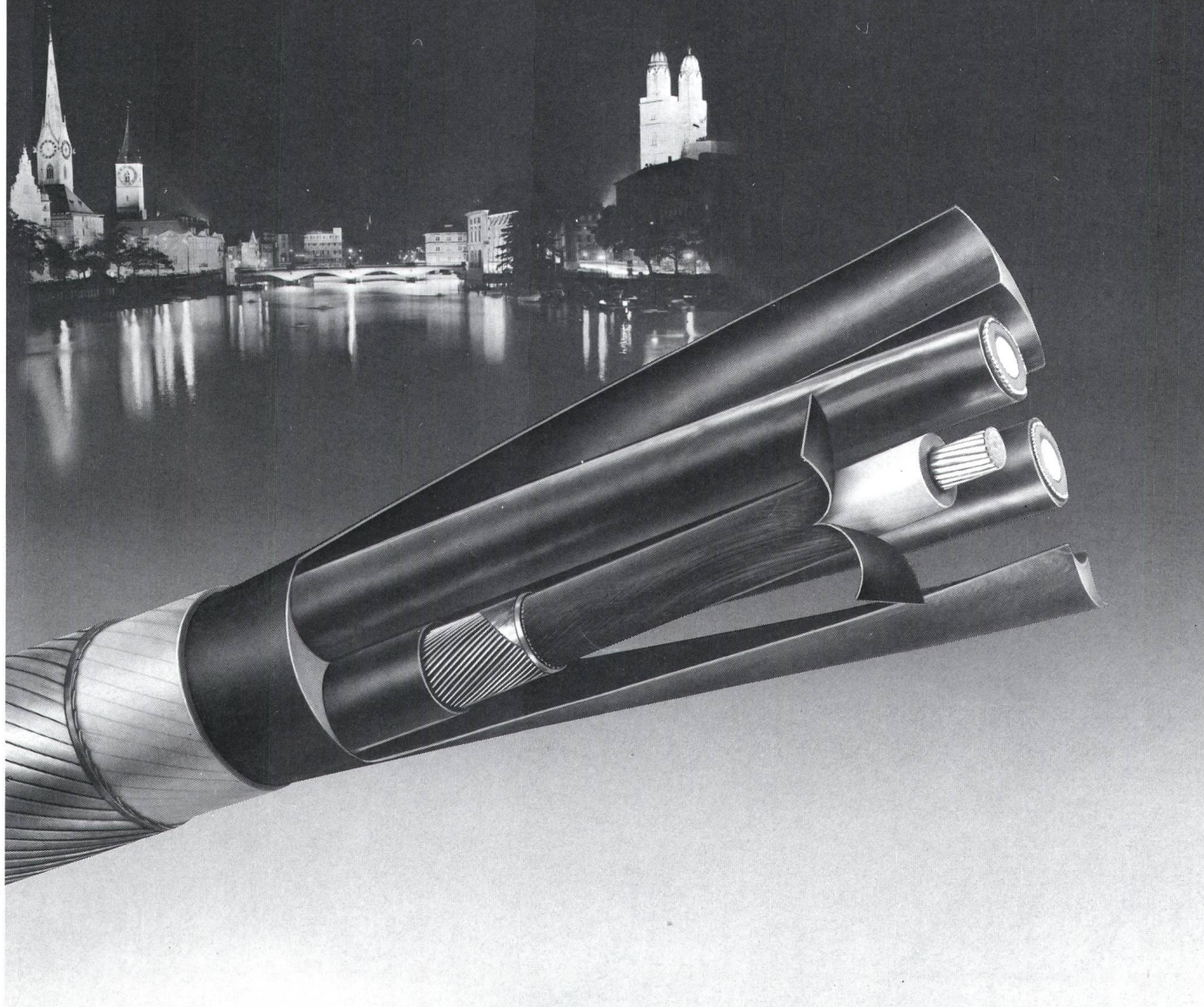
*z.Hd. von Herrn/Frau:*

*Einsenden an: Feller PCC, CH-8810 Horgen, Telex 53218 (ab Herbst 85: Telex 826926)*

*Telefon 01/725 65 65, Telefax 01/725 70 12*



# Mittelspannungs-Netzkabel Typ XKT und GKT



## Müheless verlegt und vorbereitet

Ein seit vielen Jahren in Cortailod erprobter, schälbarer äusserer Halbleiter sowie ein leicht ausbrechbarer, in die Phasenzwickel extrudierter Füllmantel erleichtern die Vorbereitungsarbeiten für Endverschlüsse und Muffen. Montage und Verlegung werden so rascher und damit kostengünstiger.

## Vergessen für lange Zeit

Die gewissenhafte Wahl der Isolier- und Halbleiterwerkstoffe, die Dreischichten-Extrusion, die Trockenvernetzung und die patentierte Isolationsfeinfiltrierung: Faktoren, die zur Langzeitverlässigkeit von XLPE- und EPR-isolierten Kabeln wesentlich beitragen.

Für sicheren Betrieb und weniger aufwendige Montagen: XKT- und GKT-Mittelspannungskabel – natürlich von Cortailod!

CH-2016 CORTAILLOD/SUISSE  
CASE POSTALE  
TÉLÉPHONE 038/441122  
TÉLEX 952899 CABO CH



CABLES CORTAILLOD  
ÉNERGIE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS