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 auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 09.12.2025

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 drehzahlvariabler 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 Laufruhe sorgt [1; 2].

1. Wechselrichter mit Pulsbreitenmodulation

Wegen der guten dynamischen Eigenschaften sowie des kleinen Ge-

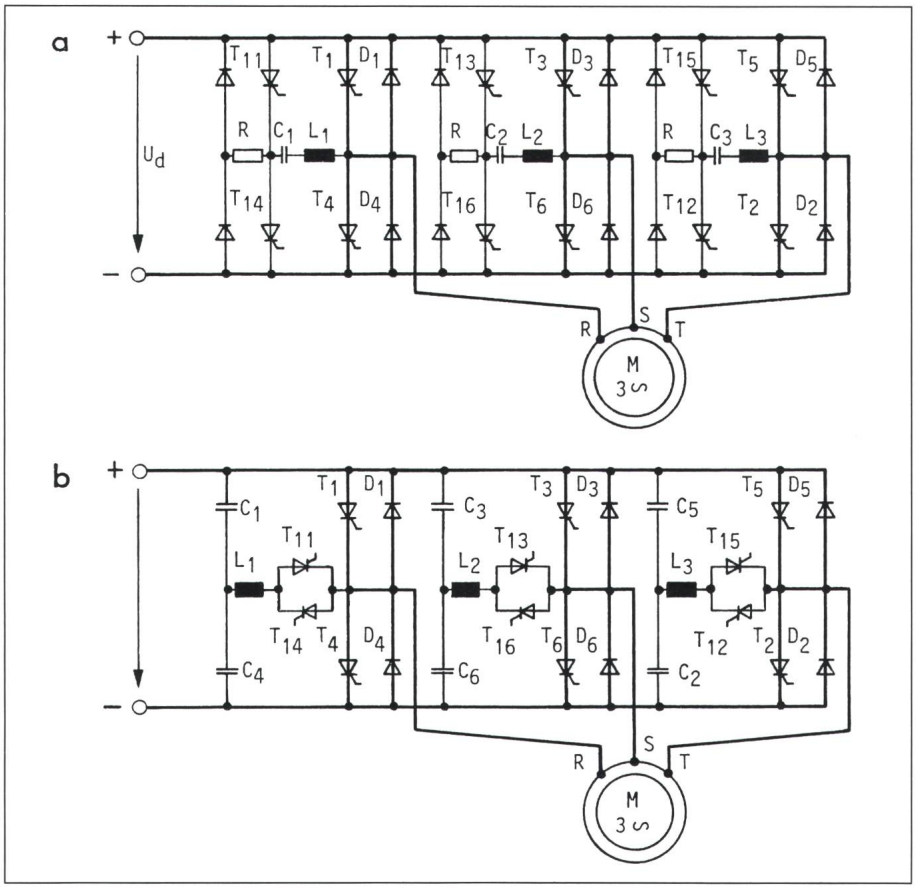


Fig. 1 Schaltschemata von zwei Wechselrichtervarianten für Pulsbreitenmodulation
a Wechselrichter nach McMurray
b Wechselrichter mit verteilten Kommutationskondensatoren

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.

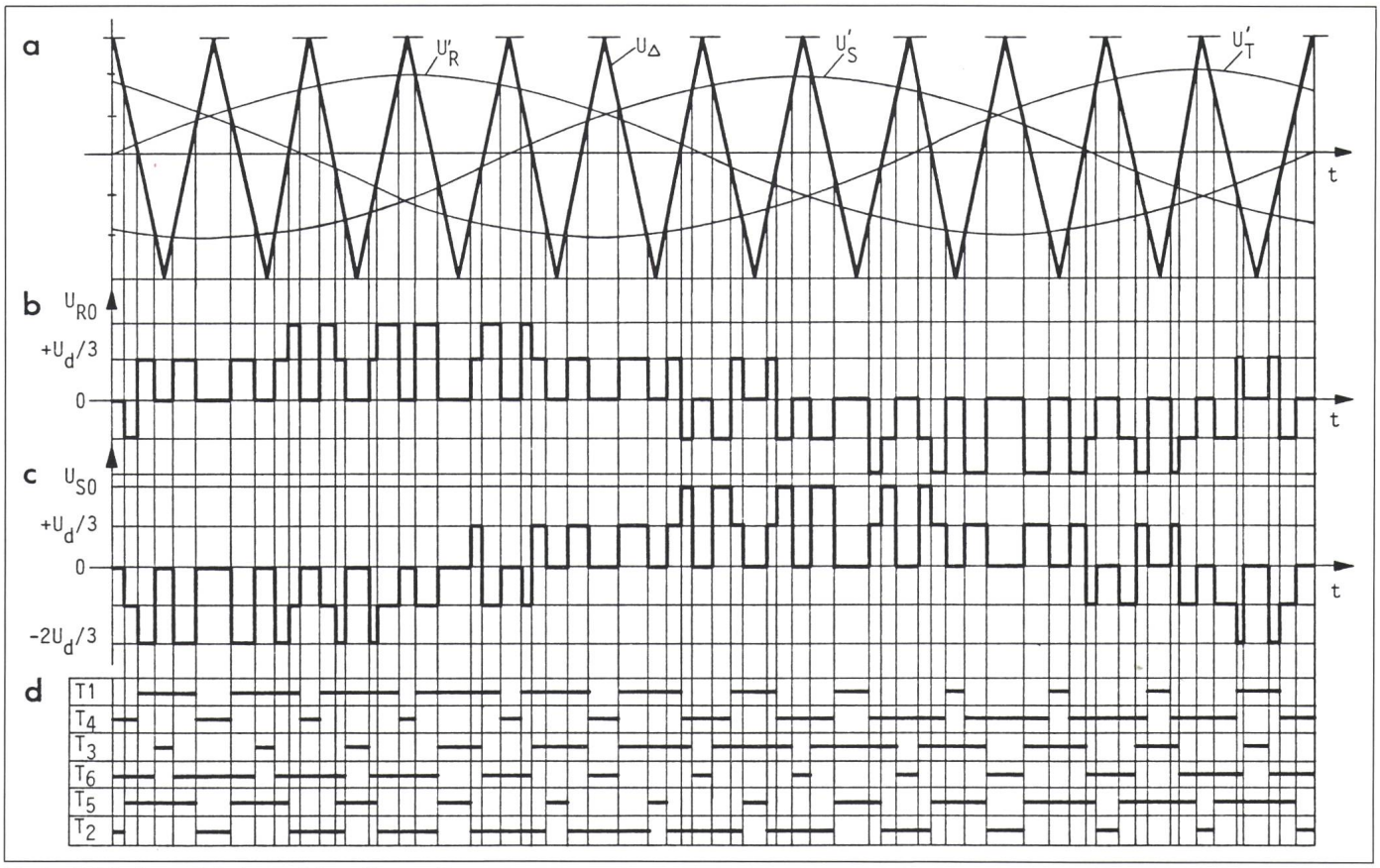


Fig. 2 Pulsbreitenmodulationsverfahren für $m = 12$

a Modulationssignale U'_R, U'_S, U'_T und Trägersignal U_Δ
b und c Ausgangsspannungen U_{RO} und U_{SO}
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_Δ, bewirkt das Steuerschema 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_Δ 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.

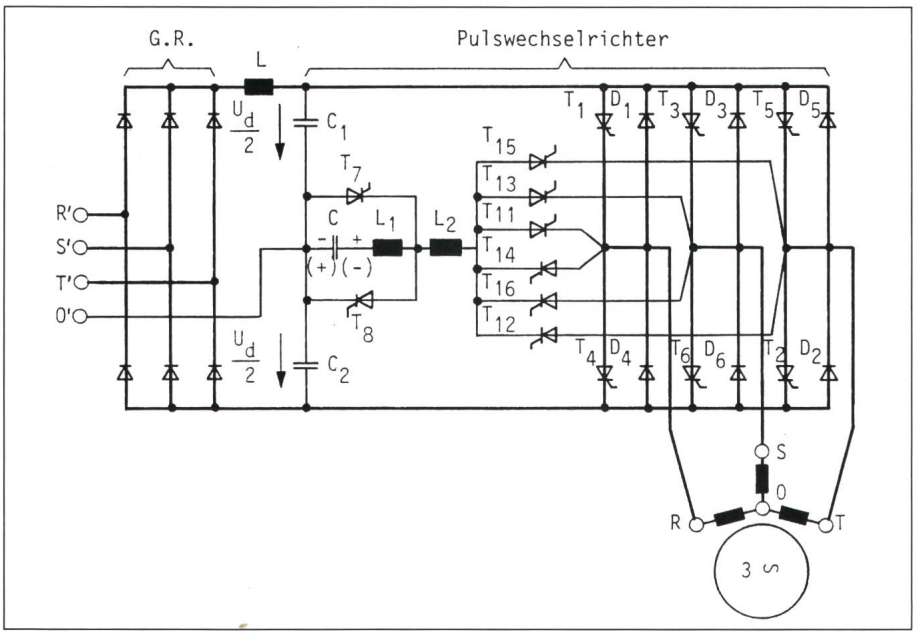


Fig. 3 Schaltschema eines statischen Frequenzumrichters für Pulsamplitudenmodulation

Die Variierung der Ausgangsspannung und -frequenz für $f_1 < f_{1n}$ wird durch die Änderung der Frequenz der Pulse f_p des Wechselrichters erreicht, wobei $f_p = mf_1$ 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_{1n} (Fig. 4).

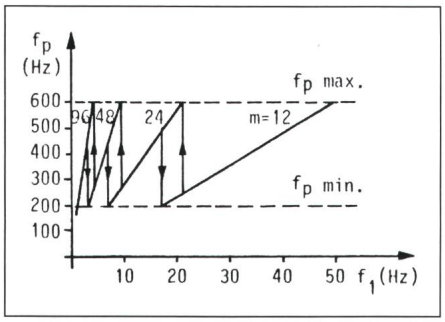


Fig. 4 Wechselrichterpulsfrequenz

Damit die Ausgangsspannung möglichst wenig niedrige Harmonische aufweist, werden die Pulse in der Amplitude nach einem möglichst sinusoidalen Gesetz moduliert. Z.B. wird nach Figur 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 τ, 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 Δt 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 blokkiert 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 $(t_o + \Delta t)$, $(t_1 + \Delta t)$, $(t_2 + \Delta t)$ 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 $(t_o + \tau/2)$, $(t_o + \tau)$, $(t_1 + \tau)$, $(t_2 + \tau)$ usw. wird die Löschung je eines Hauptthyristors durch Zündung des entsprechenden Löschthyristors 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:

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

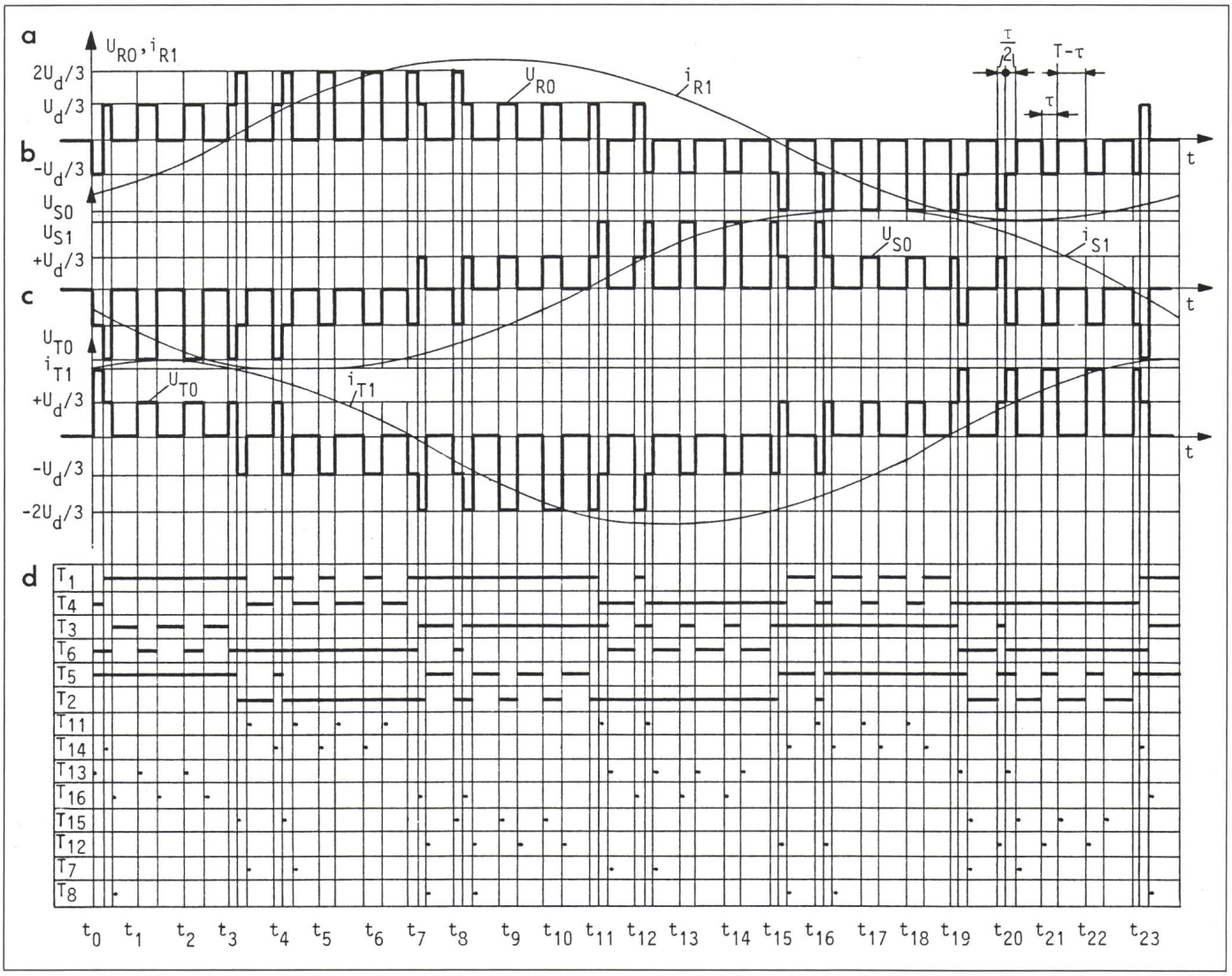


Fig. 5 Pulsamplitudenmodulation für $m = 24$

a, b, c Ausgangsspannungen U_{RO}, U_{SO} und U_{TO}
d Programm der Einschaltdauer der Thyristoren
Die Kommutierungszeit ist nicht eingetragen.

Hierin sind:

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

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

$p = m/12$ 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 mehrfachdritter 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 λ 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 τ anbelangt, muss sie für $m = 12$ konstant bleiben, für $m = 24$ auf die Hälfte reduziert

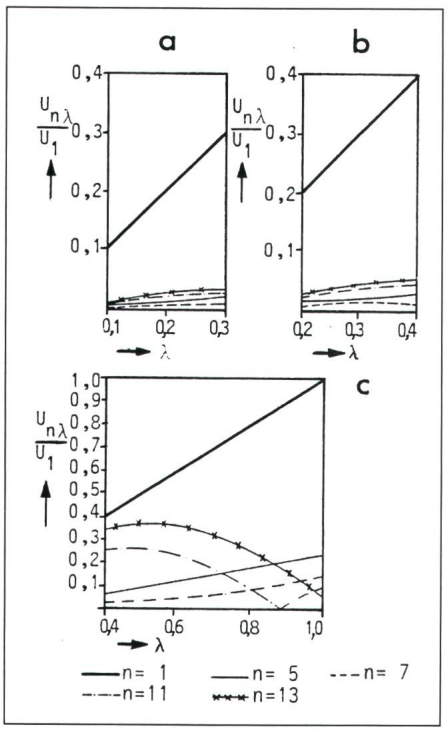


Fig. 6 Abhängigkeit der Harmonischen der Ausgangsspannung von der Wechselrichter-Einschaltdauer

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 Einschaltdauer nicht kleiner als 300 µs, 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, τ 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 Kondensatoren 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. Schönung* und *H. Stemmler:* Geregelter Drehstorm-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.

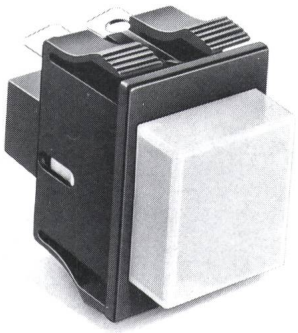
[7] *H.-J. Nitschke* und *U. Putz:* Umrichter für Drehstromantriebe. Techn. Mitt. AEG-Telefunken 67(1977)1, S. 2...6.

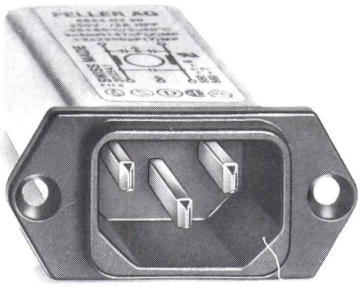
[8] *D. Alexa* und *V. Prisacaru:* Statische Frequenzumrichter für Speisung von Wechselstrommotoren auf Grund sinusförmiger Impulsamplitudenmodulation der Ausgangsspannung. ETZ-A 98(1977)4, S. 294...299.

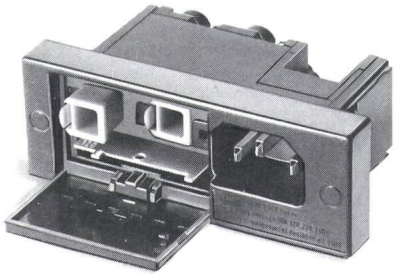
[9] *D. Alexa:* Umrichtersystem mit Pulswechselrichter und einem höheren Grundschwingungsgehalt der Ausgangsspannung. ETZ-Archiv 3(1981)12, S. 433...436.

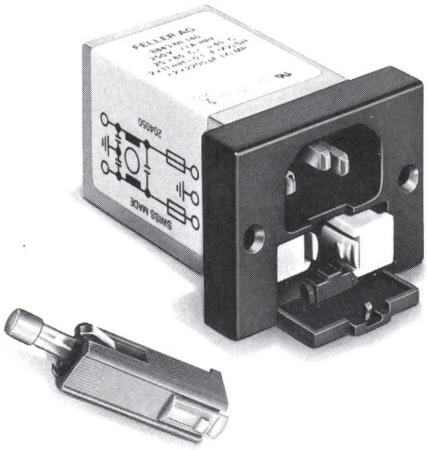
[10] *D. Alexa, L. Turic* und *D. Stiurcă:* Umrichtersystem mit höherem Grundschwingungsgehalt für die Drehstromtraktion. Bull. SEV/VSE 76(1985)9, S. 490...492.

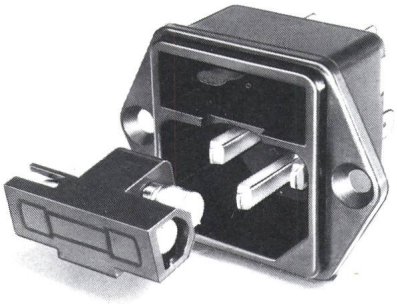
Feller PCC. Weil jedes Gerät seine spezifischen Primärstromversorgungs-Komponenten braucht.

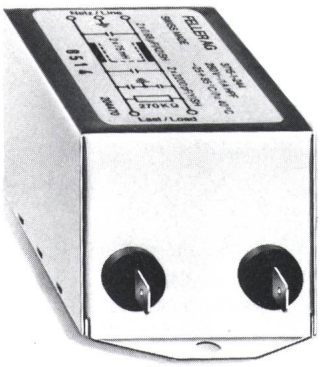


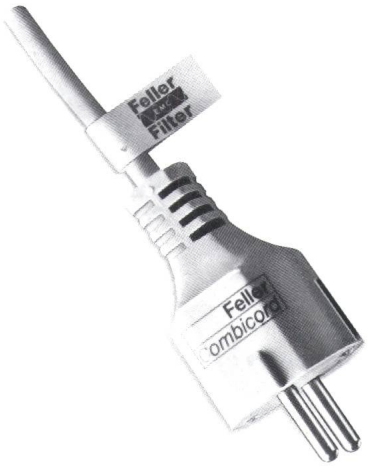












Klöti BSW

Feller

PCC Primary Circuit Components

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 53 218 (ab Herbst 85: Telex 826 926)
Telefon 01/725 65 65, Telefax 01/725 70 12

Mittelspannungs-Netzkabel Typ XKT und GKT

Mühelos verlegt und vorbereitet

Ein seit vielen Jahren in Cortaillod 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 Isolations-Feinfiltrierung: Faktoren, die zur Langzeitzuverlässigkeit von XLPE- und EPR-isolierten Kabeln wesentlich beitragen.

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

CH-2016 CORTAILLOD/SUISSE
CASE POSTALE
TÉLÉPHONE 038/44 11 22
TÉLEX 952 899 CABC CH

CABLES CORTAILLOD
ÉNERGIE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS