

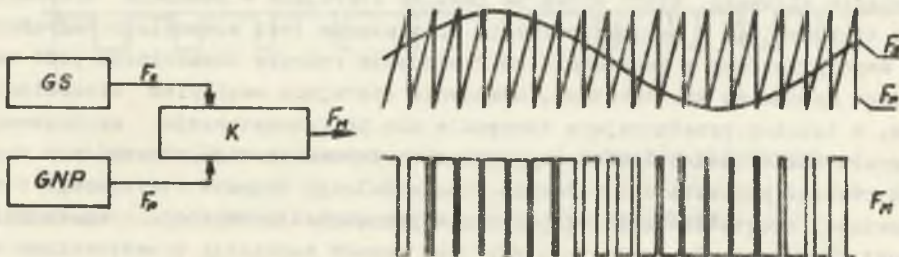
WALDEMAR KEMPSKI

Instytut Elektryfikacji
i Automatykacji GórnictwaSTEROWANIE CZĘSTOTLIWOŚCI I NAPIĘCIA W UKŁADACH FALOWNIKOWYCH
METODĄ RÓŻNICOWO-FAZOWĄ

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę regulacji częstotliwości i napięcia falownika przez modulację szerokości impulsów. Opisano sposób modulacji przebiegów za pomocą dwóch generatorów napięć prostokątnych, członu czasowego i układu logicznego.

Rozwój układów częstotliwościowego sterowania maszyn asynchronicznych zmierza obecnie w kierunku doskonalenia falowników niezależnych sterowanych poprzez modulację szerokości impulsów. Metoda ta polega na niezależnym sterowaniu zarówno częstotliwości, jak i amplitudy napięcia wyjściowego w obrębie samego falownika bez sterowania wartości napięcia źródła prądu stałego zasilającego falownik.

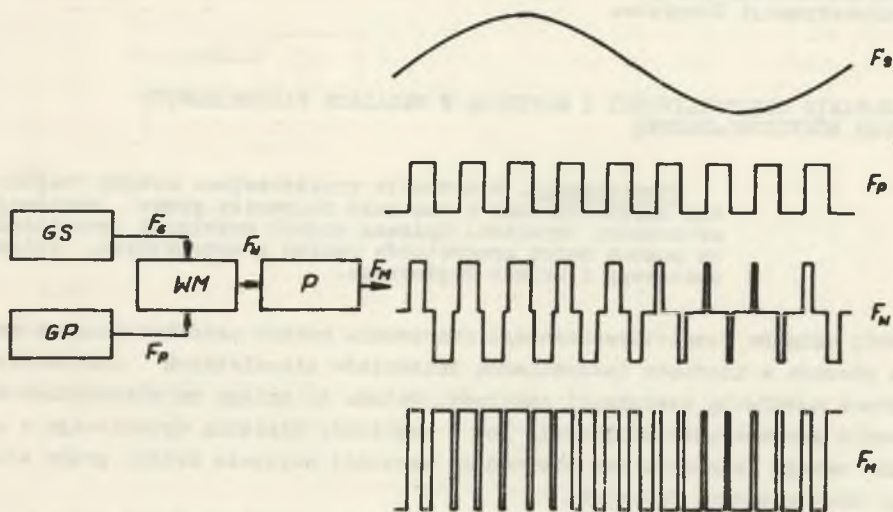
Istota metody polega na wytworzeniu ciągu impulsów, których szerokość jest funkcją zadanej wartości częstotliwości i amplitudy napięcia wyjściowego. Sposoby realizacji tej funkcji są różne. Najczęściej stosuje się modulację szerokości impulsu przy zastosowaniu komparatora porównującego sygnał sinusoidalny sterujący o zadanej amplitudzie i częstotliwości z napięciem piłkowym. Szerokość impulsu jest wtedy proporcjonalna do wartości chwilowej sygnału sinusoidalnego w momencie zrównania się wartości chwilowych napięcia sterującego i piłkowego [1]. Zasadę tego sposobu modulacji ilustruje rys. 1.



Rys. 1. Układ do wytwarzania przebiegów modulowanych z pomocniczym napięciem piłkowym

a) schemat blokowy, b) przebiegi czasowe, GS - generator zadający napięcia sinusoidalnego, GNP - generator napięcia piłkowego, k - komparator

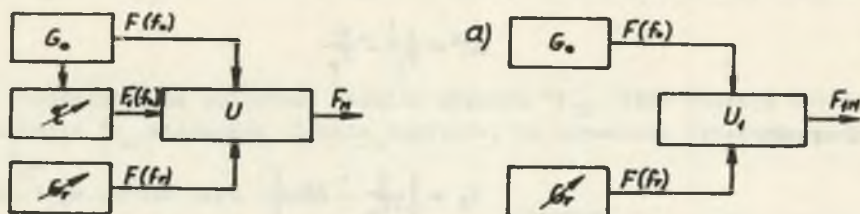
Drugi sposób polega na zastosowaniu sinusoidalnego sygnału sterującego i prostokątnego napięcia próbkującego. Szerokość impulsów jest wtedy proporcjonalna do średniej wartości napięcia sinusoidalnego za każdy półokres napięcia prostokątnego. Próbkowanie odbywa się po każdym półokresie napięcia prostokątnego [2]. Ten sposób modulacji ilustruje rys. 2.



Rys. 2. Układ do wytwarzania przebiegów modulowanych z pomocniczym napięciem prostokątnym a) schemat, b) przebiegi czasowe

GS - generator zadający napięcia sinusoidalnego, GP - generator napięcia prostokątnego, WM - wzmacniacz magnetyczny - P prostownik

Obydwa te sposoby mimo różnych typów modulacji mają tę wspólną cechę, że wymagają zastosowania modulatora i wprowadzenia do układów sinusoidalnego sygnału sterującego. W przypadku pierwszym modulatorem jest układ porównujący wartości chwilowe napięcia sterującego z wartościami chwilowymi napięcia piłowego, który wytwarza impulsy sterujące w momencie zrównania się tych napięć. W przypadku drugim modulatorem jest wzmacniacz magnetyczny współpracujący z prostownikiem. Uzwojenie robocze wzmacniacza jest zasilane napięciem prostokątnym, uzwojenie sterujące napięciem sinusoidalnym, a impulsy przełączające otrzymuje się po wyprostowaniu wyjściowego sygnału wzmacniacza. Zarówno konieczność stosowania modulatorów tego typu jak również potrzeba wprowadzenia sinusoidalnego sygnału sterującego o nastawianej częstotliwości i amplitudzie stanowią utrudnienie rozwiązania konstrukcyjnego. Znacznie prostszy jest sposób modulacji przedstawiony na rys. 3. W układzie tym zastosowano dwa generatory napięć prostokątnych G_0 i G_T , impulsowy czasowy człon opóźniający oraz elektroniczny układ logiczny. Generator częstotliwości odniesienia G_0 pracuje ze stałą częstotliwością f_0 . Jego sygnał wyjściowy $F(f_0)$ można opóźnić o interwał $0 < \tau < \frac{1}{2f_0}$



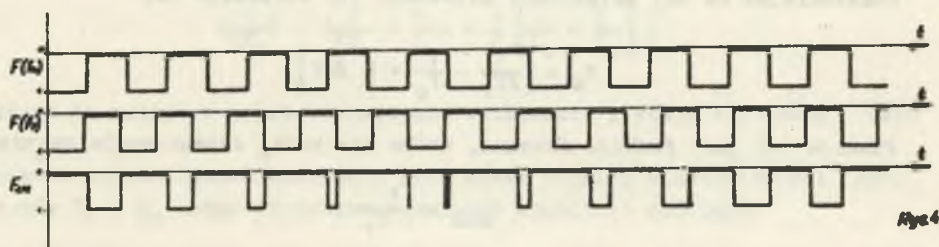
Rys. 3. Układ do wytwarzania przebiegów modulowanych metodą różnicowo-fazową, a) schemat zasadniczy, b) schemat uproszczony

G_0 - generator prostokątnego napięcia odniesienia, G_1 - generator regulowany napięcia prostokątnego, z - regulowany opóźniający człon czasowy, U - układ logiczny

w sposób nastawiany w członie czasowym, na którego wyjściu powstaje sygnał $F_1(f_0)$. Generator zadający G_1 wytwarza napięcie prostokątne o częstotliwości f_1 , przy czym częstotliwość ta może być nastawiana. Współdziałanie generatorów G_0 i G_1 wygodnie jest prześledzić dla układu uproszczonego przedstawionego na rys. 3a. Układ logiczny realizuje funkcję

$$\bar{\Phi}(F_{1M}) = \bar{F}(f_0) \times \bar{F}(f_1)$$

Sygnał wyjściowy układu logicznego F_{1M} jest sygnałem modulowanym. Wykres sygnału wyjściowego oraz sygnałów składowych w funkcji czasu przedstawia rys. 4.



Rys. 4. Wykres czasowy sygnału F_{1M} i sygnałów składowych

Pierwszy rozpatrywany impuls sygnału F_{1M} ma szerokość

$$t_0 = \left| \frac{1}{2f_0} \right|$$

Drugi z kolei impuls jest węższy o różnicę okresów sygnału $F(f_0)$ i $F(f_r)$

$$\Delta T = \frac{1}{f_0} - \frac{1}{f_r} \quad (1)$$

i wynosi

$$t_1 = \left| \frac{1}{2f_0} - \Delta T \right|$$

Ogólnie można powiedzieć, że k -ty impuls ma szerokość

$$t_k = \left| \frac{1}{2f_0} - k \Delta T \right| \quad (2)$$

Funkcja (2) jest funkcją malejącą, zeruje się dla

$$k = k_m = \frac{1}{2f_0 \Delta T} \quad (3)$$

Zależność (2) obowiązuje w przedziale $0 < k \leq k_m$.

Długość impulsów sygnału F_{1M} w przedziale $k_m < k \leq 2k_m$

$$t_k = \left| \frac{1}{2f_0} - \frac{1}{2f_r} [(k_m + 1) - k] \Delta T \right|$$

wynika z funkcji $\Phi(F_{1M})$, (rys. 4).

Podstawiając do tej zależności zależność (3) otrzymuje się

$$t_k = \left| \frac{1}{2f_r} - \frac{1}{f_0} + k \Delta T \right| \quad (4)$$

Funkcja (4) jest funkcją rosnącą, która dla $k=2k_m$ osiąga swoje maksimum

$$t_{\max} = \frac{1}{2f_r}$$

Analiza sygnału F_{1M} przeprowadzona dla $k > 2k_m$ prowadzi do uogólnienia

$$t_k = \left| \frac{1}{2f_0} - (k - 2k_m) \Delta T \right| \quad \text{dla } 2k_m < k \leq 3k_m$$

oraz

$$t_k = \left| \frac{1}{2f_r} - \frac{1}{f_0} + (k - 3k_m) \Delta T \right| \quad \text{dla } 3k_m < k \leq 4k_m$$

Funkcja szerokości impulsu od numeru impulsu $t_k(k)$ jest więc funkcją okresową. Ponieważ między czasem a numerem impulsu istnieje zależność

$$t = \frac{1}{f_r} \cdot k$$

można stwierdzić, że szerokość impulsu sygnału F_{1M} jest funkcją okresową o okresie $2k_m$ mierzonym ilością impulsów, co odpowiada okresowi modulacji T_M .

Wartość tego okresu jest równa

$$T_M = 2k_m \frac{1}{f_r} \quad (5)$$

a częstotliwość modulacji

$$f_M = \frac{f_r}{2k_m}$$

Uwzględniając zależności (3) i (1) otrzymuje się

$$f_M = f_r - f_0$$

Częstotliwość modulacji sygnału F_{1M} jest zatem równa różnicy częstotliwości obu generatorów. Zależność szerokości impulsów t_k od numeru impulsu k nie jest stała w poszczególnych półokresach, co wynika z zależności (2) i (4). Moduł przyrostu bezwzględnego długości impulsów w obydwu półokresach jest jednakowy, lecz różne są wartości początkowe w każdym przedziale. Różnica wartości początkowych

$$\left(\frac{1}{2f_0}\right) - \left(\frac{1}{2f_r} - \frac{1}{f_0}\right) = \frac{1}{2} \left[\frac{3}{f_0} - \frac{1}{f_r}\right]$$

Różnica ta maleje w miarę wzrostu częstotliwości i staje się równa zero dla $f_0 \approx f_r \rightarrow \infty$.

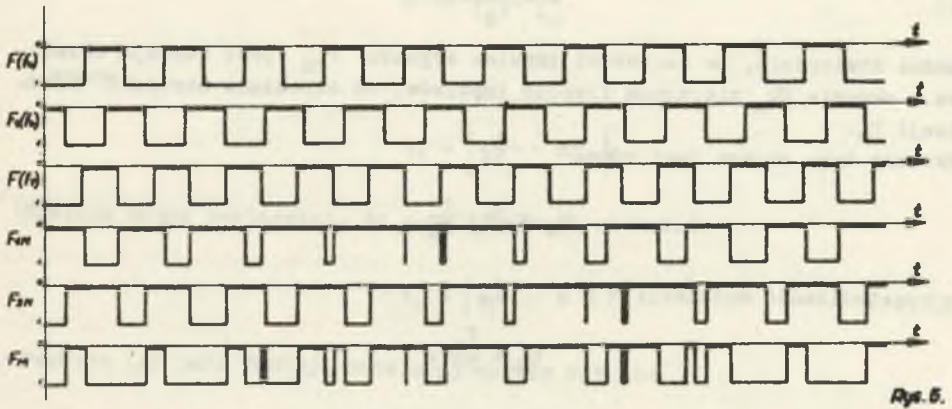
Ponieważ częstotliwość modulacji jest równa różnicy częstotliwości generatorów G_0 i G_r można sformułować wniosek właściwej modulacji

$$f_M \ll f_r \approx f_0$$

Ostateczny układ realizujący funkcję modulacji przedstawia rys. 3, który w stosunku do układu uproszczonego z rys. 3a zawiera dodatkowy człon czasyowy.

Układ logiczny realizuje funkcję logiczną $\bar{\Phi}(F_M) = F_{1M} + F_{2M}$, przy czym

$$F_{1M} = \bar{F}(f_0) \times \bar{F}(f_r)$$



Rys. 5. Wykres czasowy sygnału F_M i sygnałów składowych

$$F_{2M} = \bar{F}_1(f_0) \times F(f_r)$$

Wykres sygnału F_M oraz sygnałów składowych przedstawia rys. 5.

Okres sygnału F_{2M} równa się okresowi F_{1M} , ponieważ sygnały składowe w F_{1M} i w F_{2M} mają tę samą częstotliwość.

Ponieważ działanie członu czasowego umożliwia opóźnienie sygnału $F_1(f_0)$ o τ względem $F(f_0)$, otrzymuje się w każdej chwili koincydencję impulsów sygnałów F_{1M} i F_{2M} o różnej szerokości, a różnica tych szerokości jest każdorazowo równa τ .

Sygnały F_{1M} i F_{2M} są więc analogicznych kształtów, lecz wykazują przesunięcia czasowe. Wartość tego przesunięcia odpowiada czasowi T_τ , w którym szerokość impulsów zarówno sygnału F_{1M} jak i F_{2M} zmienia się o τ . Przesunięcie F_{2M} względem F_{1M} o T_τ następuje po k_τ okresach sygnału $F(f_r)$, przy czym

$$k_\tau = \frac{\tau}{\Delta T} \quad (6)$$

Stąd ostatecznie przesunięcia czasowe między sygnałami F_{1M} i F_{2M}

$$T_\tau = k_\tau \frac{1}{f_r} \quad (7)$$

Względne przesunięcie $F_1(f_0)$ i $F(f_0)$

$$\phi_1 = \frac{\tau}{T_0} = \tau \cdot f_0$$

Względne przesunięcie F_{2M} i F_{1M}

$$\phi_M = \frac{T_r}{T_M}$$

Względniając równania (3), (5), (6), (7) otrzymuje się

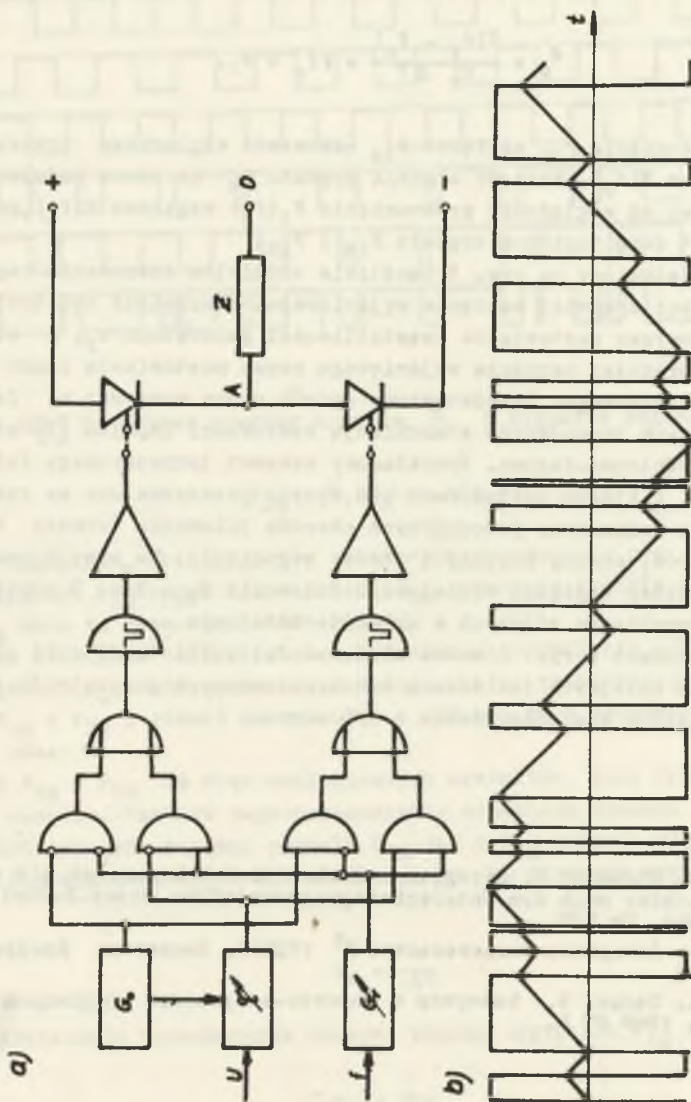
$$\phi_M = \frac{T(f_r - f_o)}{f_r \Delta T} = T f_o = \phi_1$$

Względne przesunięcie F_{2M} względem F_{1M} odpowiada względnemu przesunięciu $F_1(f_o)$ względem $F(f_o)$. Wartość średnia sygnału F_M za okres modulacji jest zależna liniowo od względnego przesunięcia $F_1(f_o)$ względem $F(f_o)$, ponieważ sygnał F_m jest sumą logiczną sygnału F_{1M} i F_{2M} .

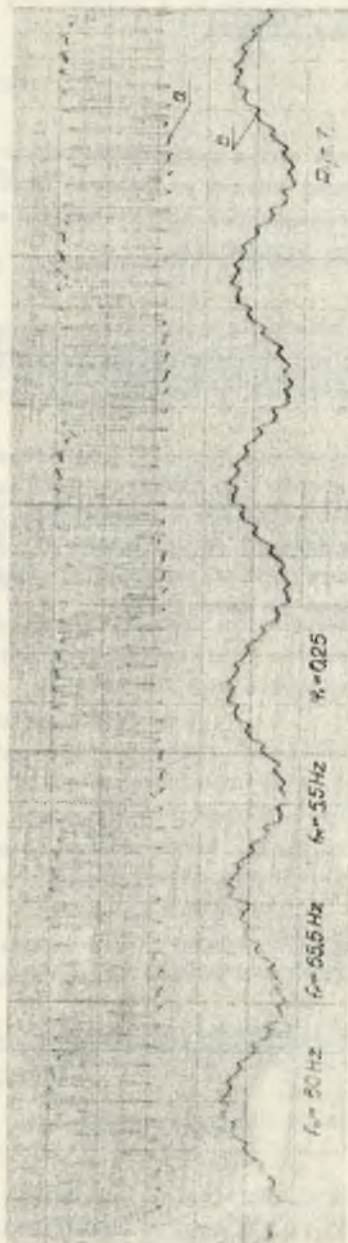
Układ przedstawiony na rys. 3 umożliwia oddzielne sterowanie częstotliwości i wartości średniej napięcia wyjściowego. Sterowanie częstotliwości odbywa się poprzez nastawianie częstotliwości generatora G_r , a sterowanie wartości średniej napięcia wyjściowego przez nastawianie czasu opóźnienia członu czasowego. Przedstawiony sposób można wyzyskać w falownikach niezależnych pracujących z modulacją szerokości impulsu [3] sterowanych metodą różnicowo-fazową. Przykładowy schemat tyrystorowego falownika jednofazowego, w którym zastosowano ten sposób przedstawiono na rys. 6. Na rysunku nie zaznaczono pomocniczych obwodów falownika (obwody komutacyjne tyrystorów, obwody blokady i obwody regulacji). Na rys. 6 podano teoretyczny przebieg napięcia wyjściowego falownika U_{AO} . Rys. 7 przedstawia oscylogramy przebiegów zdjętych w układzie modelowym. W oparciu o schemat z rys. 6 można zbudować falowniki trójfazowe przy zastosowaniu dla kolejnych faz trzech synchronizowanych generatorów o sygnałach przesuniętych względem siebie o $1/3$ okresu.

LITERATURA

1. Schönung A. Stemmler H. Geregelter Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter nach dem Unterschwingungsverfahren. Brown-Boveri Mitteilungen, 1964, Nr 8/9.
2. Усышкин Е.: Авторское свидетельство № 172359, Бюллетень Изобретений, 1965, № 13.
3. Усышкин Е., Зеллин В.: Инвертор с широтно-импульсной модуляцией, Электричество, 1968 № 6.



Rys. 6. Układ różnicowo-fazowego sterowania falownika jednofazowego
 a) schemat, b) wykres potencjału punktu A



Rys. 7. Oscylogramy przebiegów układu modelowego
a) napięcie wyjściowe falownika U_{A0} . b) przebieg napięcia wyjściowego całkowanego ze stałą czasową 20 ms

**УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТОЙ И НАПРЯЖЕНИЕМ В ИНВЕРТОРНЫХ УСТРОЙСТВАХ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ****Р е з ю м е**

В статье представлен метод регулирования частоты и напряжения инвертора посредством модуляции ширины импульсов. Описан способ модуляции кривых при помощи двух генераторов напряжения прямоугольной формы, временного блока и логического устройства.

**CONTROL OF FREQUENCY AND VOLTAGE IN THE INVERTER SYSTEMS
BY MEANS OF DIFFERENTIAL-PHASE METHOD****S u m m a r y**

The method of controlling of frequency and voltage in the inverter by means of pulse width modulation is presented. Modulation system consisting of two oscillators giving rectangular shaped voltage, timing element and logical arrangement is described.