



**WYŻSZA SZKOŁA INŻYNIERSKA  
IM. KAZIMIERZA PUŁASKIEGO W RADOMIU**

---

**Emil MITEW**

**Maszyny elektryczne  
i podstawy napędu elektrycznego**

**Część I**

---

**NR 1 1994**

Recenzenci:

prof. dr hab. inż. Eugeniusz KOZIEJ

doc. dr hab. inż. Andrzej WĄSOWSKI

Redaktor

Barbara JAWORSKA-WÓJCIK

Redaktor techniczny

Małgorzata KOWALSKA

Korektor

Maria PALYS

Copyright by Wydawnictwo  
Wyższej Szkoły Inżynierskiej  
Radom, ul. Malczewskiego 20 A  
tel. 412-11 w. 251

ISSN 0860 -- 9241

Spis treści

Przedmowa ..... 11

CZĘŚĆ PIERWSZA

WIADOMOŚCI OGÓLNE

1. WIADOMOŚCI OGÓLNE O MASZYNACH ELEKTRYCZNYCH I NAPĘDZIE  
ELEKTRYCZNYM ..... 13

1.1. Maszyny elektryczne - definicje i klasyfikacja.....  
Podstawowe części i materiały ..... 13

1.2. Pojęcie podstawowe i wielkości znamionowe ..... 21

1.3. Pojęcie elektrycznego układu napędowego ..... 22

1.4. Praca ustalona i nieustalona elektrycznego układu  
napędowego. Równanie ruchu układu elektromechanicz-  
nego ..... 25

1.5. Statyczna stabilność pracy elektrycznego układu  
napędowego ..... 30

CZĘŚĆ DRUGA

MASZYNY ELEKTRYCZNE

2. TRANSFORMATORY ..... 32

2.1. Wiadomości ogólne ..... 32

2.1.1. Budowa i zasada działania. Rodzaje transformatorów 32

2.1.2. Obwody magnetyczne i uzwojenia transformatorów ... 38

2.2. Równania, wykresy wektorowe i schemat zastępczy transformatora .....	50	3.2. Siły elektromotoryczne i współczynniki uzwojenia .....	142
2.2.1. Pole magnetyczne i siły elektromotoryczne transformatora .....	50	3.2.1. Uwagi ogólne .....	142
2.2.2. Równania i wykres wektorowy transformatora .....	52	3.2.2. Siła elektromotoryczna uzwojenia indukowana podstawową harmoniczną pola magnetycznego .....	144
2.2.3. Schemat zastępczy transformatora .....	56	3.2.3. Siły elektromotoryczne wyższych harmonicznym pola magnetycznego .....	152
2.3. Stan jałowy i zwarcie ustalone transformatora . Właściwości transformatorów trójfazowych .....	62	3.2.4. Siła elektromotoryczna uzwojenia. Sposoby eliminowania wyższych harmonicznym .....	154
2.3.1. Stan jałowy transformatora .....	62	3.3. Pole magnetyczne uzwojeń prądu przemiennego .....	158
2.3.2. Zwarcie ustalone transformatora .....	69	3.3.1. Uwagi ogólne .....	158
2.3.3. Właściwości transformatorów trójfazowych .....	74	3.3.2. Siła magnetomotoryczna uzwojenia jednofazowego .....	159
2.4. Eksploatacja transformatorów .....	78	3.3.3. Siła magnetomotoryczna uzwojenia wielofazowego .....	168
2.4.1. Stan obciążenia transformatora .....	78	MASZYNY ASYNCHRONICZNE .....	182
2.4.2. Regulacja napięcia transformatorów .....	86	4.1. Budowa i zasada działania maszyny asynchronicznej ....	182
2.4.3. Praca równoległa transformatorów .....	89	4.1.1. Budowa maszyny asynchronicznej .....	182
2.5. Transformatory specjalne .....	95	4.1.2. Zasada działania maszyny asynchronicznej .....	185
2.5.1. Autotransformator .....	95	4.2. Proces roboczy maszyny asynchronicznej .....	188
2.5.2. Transformator trójuzwojeniowy .....	101	4.2.1. Podstawowe zjawiska i parametry maszyny asynchronicznej .....	188
2.5.3. Transformator prostownikowy .....	108	4.2.2. Praca maszyny asynchronicznej przy nieruchomym wirniku .....	194
2.5.4. Transformatory spawalnicze .....	114	4.2.3. Sprowadzenie procesu roboczego wielofazowej maszyny asynchronicznej do stanu nieruchomego .....	204
2.5.5. Przekładniki pomiarowe .....	117	4.2.4. Schemat zastępczy maszyny asynchronicznej .....	209
3. OGÓLNE PROBLEMY TEORII MASZYN WIRUJĄCYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO .....	124	4.2.5. Stany pracy maszyny asynchronicznej .....	212
3.1. Uzwojenia maszyn prądu przemiennego .....	124	4.2.6. Bilans mocy maszyny asynchronicznej .....	220
3.1.1. Uwagi ogólne .....	124	4.3. Moment obrotowy maszyny asynchronicznej .....	224
3.1.2. Pojęcia podstawowe. Zasady tworzenia uzwojeń wielofazowych .....	125	4.3.1. Moment elektromagnetyczny .....	224
3.1.3. Rodzaje uzwojeń maszyn prądu przemiennego .....	130		

4.3.2. Zależność momentu elektromagnetycznego od poślizgu ....	226
4.3.3. Zakres pracy stabilnej silnika asynchronicznego .....	235
4.3.4. Charakterystyki robocze silnika asynchronicznego .....	237
4.4. Silniki głębokożłobkowe i dwukłatkowe .....	239
4.4.1. Wiadomości ogólne .....	239
4.4.2. Głębokożłobkowe silniki asynchroniczne .....	240
4.4.3. Silniki asynchroniczne dwukłatkowe .....	247
4.5. Silniki asynchroniczne jednofazowe .....	253
4.5.1. Budowa i zasady działania .....	253
4.5.2. Sposoby rozruchu i rodzaje silników jednofazowych .....	258
4.5.3. Silnik jednofazowy ze zwartą fazą dodatkową .....	264
4.6. Niektóre specjalne rodzaje maszyn asynchronicznych .....	266
4.6.1. Asynchroniczna przetwornica częstotliwości .....	266
4.6.2. Selsyny .....	269
4.7. Asynchroniczne silniki trakcyjne .....	273
4.7.1. Uwagi ogólne .....	273
4.7.2. Asynchroniczne silniki liniowe .....	274
<b>5. MASZYNY SYNCHRONICZNE .....</b>	<b>280</b>
5.1. Zasada konstrukcji i zasada działania maszyny synchronicznej .....	280
5.1.1. Zasada konstrukcji maszyn synchronicznych .....	280
5.1.2. Zasada działania maszyny synchronicznej .....	283
5.2. Pole magnetyczne maszyny synchronicznej .....	285
5.2.1. Uwagi ogólne .....	285
5.2.2. Pole magnetyczne uzwojenia wzbudzenia .....	287
5.2.3. Pole magnetyczne uzwojenia twornika .....	291
5.2.4. Parametry uzwojenia twornika maszyny asynchronicznej .....	299
5.3. Równania, wykresy wektorowe i charakterystyki generatorów synchronicznych .....	303

5.3.1. Równania i wykresy wektorowe .....	303
5.3.2. Charakterystyki generatorów synchronicznych ...	309
5.4. Praca równoległa maszyn synchronicznych .....	316
5.4.1. Przyłączenie generatorów synchronicznych do pracy równoległej .....	316
5.4.2. Praca równoległa maszyny synchronicznej z siecią sztywną .....	321
5.4.3. Moc i moment maszyny synchronicznej .....	329
5.4.4. Stabilność pracy. Przeciężalność statyczna maszyny synchronicznej .....	336
5.4.5. Praca maszyny synchronicznej przy stałej wartości mocy czynnej i przy zmiennym wzbudzeniu ..	340
5.5. Silnik synchroniczny .....	343
5.5.1. Właściwości rozruchowe silnika synchronicznego .....	343
5.5.2. Właściwości i stosowanie silników synchronicznych .....	352
5.5.3. Silniki skokowe (impulsowe) .....	354
5.6. Kompensator synchroniczny .....	360
5.7. Generatory synchroniczne dla pojazdów samochodowych .....	364
<b>6. MASZYNY ELEKTRYCZNE KOMUTATOROWE .....</b>	<b>370</b>
6.1. Budowa i zasada działania maszyn prądu stałego ..	370
6.1.1. Budowa maszyny prądu stałego .....	370
6.1.2. Zasada działania maszyny prądu stałego .....	375
6.2. Uzwojenia twornika maszyn prądu stałego .....	383
6.2.1. Wiadomości ogólne o uzwojeniach .....	383
6.2.2. Rodzaje uzwojeń twornika maszyn prądu stałego ..	388
6.3. Pole magnetyczne maszyn prądu stałego, SEM i moment elektromagnetyczny .....	401
6.3.1. Pole magnetyczne uzwojenia wzbudzenia .....	401



6.3.2. Pole magnetyczne maszyn prądu stałego przy obciążeniu .....	403
6.3.3. Siła elektromotoryczna i moment elektromagnetyczny maszyny prądu stałego .....	410
6.4. Komutacja .....	413
6.4.1. Ogólne wiadomości o procesach komutacji .....	413
6.4.2. Równanie komutacji .....	416
6.4.3. Rodzaje komutacji .....	421
6.4.4. Warunek komutacji beziskrowej. Sposoby poprawiania komutacji .....	425
6.5. Prądnice prądu stałego .....	430
6.5.1. Proces energetyczny. Charakterystyki prądnic .....	430
6.5.2. Prądnice obcowzbudne .....	434
6.5.3. Prądnice bocznikowe .....	438
6.5.4. Prądnice szeregowo .....	440
6.5.5. Prądnice szeregowo-bocznikowe .....	442
6.5.6. Współpraca generatorów prądu stałego .....	444
6.6. Silniki prądu stałego .....	448
6.6.1. Proces energetyczny. Charakterystyki mechaniczne silników .....	448
6.6.2. Rodzaje silników prądu stałego .....	453
6.7. Maszyny specjalne prądu stałego .....	465
6.7.1. Wiadomości ogólne .....	465
6.7.2. Prądnica o kombinowanym wzbudzeniu podłużnym .....	466
6.7.3. Maszyny o wzbudzeniu poprzecznym .....	467
6.7.4. Maszyny bezkomutatorowe prądu stałego .....	481
6.8. Maszyny komutatorowe prądu przemiennego .....	487
6.8.1. Wiadomości ogólne .....	487
6.8.2. Trójfazowe maszyny komutatorowe .....	488
6.8.3. Jednofazowy silnik komutatorowy szeregowy .....	501
6.9. Przetwornica jednotwornikowa .....	508

CZĘŚĆ TRZECIA. PODSTAWY NAPĘDU ELEKTRYCZNEGO .....	513
7. CHARAKTERYSTYKI MECHANICZNE .....	513
7.1. Charakterystyki mechaniczne silników elektrycznych .....	513
7.2. Charakter momentu oporowego napędzanych urządzeń mechanicznych .....	516
8. DYNAMIKA UKŁADÓW NAPĘDOWYCH .....	520
8.1. Uwagi ogólne .....	520
8.2. Czas rozruchu i czas hamowania napędu elektrycznego .....	524
8.3. Straty energii podczas rozruchu napędu elektrycznego .....	529
8.4. Straty energii podczas hamowania elektrycznego układu napędowego .....	535
8.5. Sposoby rozruchu silników elektrycznych .....	541
8.5.1. Rozruch silników asynchronicznych .....	541
8.5.2. Rozruch silników prądu stałego .....	551
8.6. Hamowanie elektryczne silników elektrycznych .....	554
8.6.1. Wiadomości ogólne .....	554
8.6.2. Hamowanie trójfazowych silników asynchronicznych .....	556
8.6.3. Hamowanie silników synchronicznych .....	564
8.6.4. Hamowanie silników prądu stałego .....	565
9. REGULACJA PRĘDKOŚCI SILNIKÓW ELEKTRYCZNYCH .....	571
9.1. Wiadomości ogólne .....	571
9.2. Regulacja prędkości obrotowej silników asynchronicznych .....	573
9.2.1. Regulacja prędkości obrotowej przez zmianę częstotliwości napięcia zasilającego .....	575
9.2.2. Regulacja prędkości obrotowej przez zmianę liczby par biegunów .....	580

9.2.3. Regulacja prędkości przez zmianę rezystancji w obwodzie rotora .....	584
9.2.4. Regulacja prędkości obrotowej za pomocą napięcia wprowadzanego do obwodu rotora .....	586
9.2.5. Regulacja impulsowa prędkości obrotowej .....	588
9.3. Regulacja prędkości obrotowej silników synchronicznych .....	591
9.4. Regulacja prędkości obrotowej silników prądu stałego .....	593
9.4.1. Regulacja przez zmianę wzbudzenia .....	594
9.4.2. Regulacja przez zmianę rezystancji obwodu twornika .....	596
9.4.3. Regulacja przez zmianę napięcia zasilającego .....	598
10. UKŁADY PRACY WSPÓLBIEŻNEJ .....	617
10.1. Wiadomości ogólne .....	617
10.2. Układy pracy współbieżnej z maszynami pomocniczymi .....	618
10.3. Uproszczony wał elektryczny .....	620
11. DOBÓR MOCY SILNIKA ELEKTRYCZNEGO .....	623
11.1. Zasady doboru mocy silnika elektrycznego .....	623
11.2. Nagrzewanie się i stygnięcie maszyn elektrycznych .....	626
11.2.1. Wiadomości ogólne i definicje .....	626
11.2.2. Stany cieplne ciała jednorodnego twardego .....	633
11.2.4. Wyznaczanie mocy znamionowej silnika napędowego .....	641
LITERATURA .....	649

Wstęp do wydania drugiego skryptu uczelnianego  
"Maszyny elektryczne i podstawy napędu elektrycznego"

Drugie wydanie skryptu wychodzi bez zmian programowych w stosunku do wydania pierwszego. Zostały usunięte tylko zauważone przez Szanownych Czytelników jak i przez Autora niektóre poważniejsze błędy w tekście i w rysunkach.

Skrypt jest dostosowany do programu nauczania przedmiotu "Maszyny i napęd elektryczny" na studiach magisterskich kierunku Transport, w WSI Radom im. K. Pułaskiego.

Przeznaczenie skryptu zadecydowało o tym, że nie omawia się w nim szczegółów budowy i rozwiązań konstrukcyjnych, ani obliczeń koniecznych przy projektowaniu maszyn elektrycznych i układów napędowych. Główną uwagę zwraca się natomiast na zasady działania i podstawowe właściwości ruchowe (charakterystyki) poszczególnych maszyn i na podstawy napędu elektrycznego.

Autor

## CZEŚĆ PIERWSZA. WIADOMOŚCI OGÓLNE

### 1. Wiadomości ogólne o maszynach elektrycznych i napędzie elektrycznym

#### 1.1. Maszyny elektryczne - definicje i klasyfikacja. Podstawowe części i materiały

Maszyna elektryczna jest urządzeniem, w którym na podstawie zjawiska indukcji elektromagnetycznej odbywa się przetwarzanie energii mechanicznej w elektryczną, energii elektrycznej w mechaniczną lub energii elektrycznej o jednych parametrach w energię elektryczną o innych parametrach.

Maszyny elektryczne stosowane w praktyce są przetwornicami energii elektromechanicznej, których działanie oparte jest na prawie indukcji elektromagnetycznej Faradaya. Wykorzystują one energię pola magnetycznego, przy czym energia pola elektrycznego nie ma istotnego znaczenia. Maszyna elektryczna ma w związku z tym strukturę elektromagnetyczną, zawiera związane ze sobą obwody elektryczne i magnetyczne. Używanie do celów praktycznych urządzeń elektromagnetycznych, a nie elektrostatycznych uzasadnione jest tym, że pole magnetyczne ma znacznie większą energię niż pole elektryczne (rzędu  $10^5 - 10^6$  razy).

Przejawem energii pola magnetycznego jest siła elektromagnetyczna, która towarzyszy każdemu przetwarzaniu energii. Przy prze-

tworzeniu energii elektrycznej w mechaniczną (w przypadku silników) siła ta ma charakter napędowy. Odwrotnie, przy przetwarzaniu energii mechanicznej w elektryczną (w prądnicach) siła elektromagnetyczna ma charakter hamujący (oporowy).

W ogólnym przypadku maszynę elektryczną można sprowadzić do urządzenia elektromagnetycznego, składającego się z dwóch skojarzonych magnetycznie obwodów elektrycznych, z których jeden ma względną ruchliwość w stosunku do drugiego. Przyjmuje się normalnie, że jeden z obwodów jest obwodem wzbudzającym pole magnetyczne, natomiast w drugim płynie prąd podstawowy. W konstrukcjach praktycznych obwody te, nazywane uzwojeniami, umieszczone są na wspólnym obwodzie magnetycznym, służącym do koncentracji strumienia magnetycznego i wzmocnienia skojarzenia magnetycznego między uzwojeniami. W niektórych przypadkach pole magnetyczne wytwarzane jest magnesem trwałym - wtedy maszyna nie ma elektrycznego obwodu wzbudzającego.

Prawie we wszystkich przypadkach oba obwody elektryczne oddzielone są od siebie szczeliną powietrzną, która jest elementem obwodu magnetycznego o największej reluktancji. W szczelinie powietrznej, zgodnie z prawami elektrotechniki, gromadzi się więc większa część (70-90 %) energii pola magnetycznego układu.

Wszystkie zjawiska w maszynach elektrycznych przebiegają zgodnie z zasadą zachowania energii, która w tym szczególnym przypadku ujęta jest regułą Lenza: każde zjawisko w układzie elektromagnetycznym przebiega tak, aby przeciwstawić się przyczynie, która go wymusza.

Jeśli przewód o długości  $l$  z prądem  $i$  rusza się jednostajnie z prędkością  $v$  w polu magnetycznym o indukcji  $B$ , w przewodzie tym indukuje się siła elektromotoryczna (SEM)  $e$  i powstaje siła elektromagnetyczna  $f$ . Przy ruchu obrotowym z prędkością kątową  $\Omega = \frac{v}{r}$  na przewód oddziałuje moment elektromagnetyczny  $M$ .

Jeśli pomnoży się równanie siły elektromotorycznej przez prąd, otrzymuje się:

$$e = Blv = Bl\Omega r; \quad (1.1)$$

$$P_e = ei = Blvi = fv = M\Omega = P_m;$$

gdzie:

$f = Bli$ , natomiast  $P_e = ei$  i  $P_m = fv = M\Omega$  to moce elektryczna (elektromagnetyczna) i mechaniczna maszyny. Przy pominięciu strat mocy w maszynie obie te moce są sobie równe.

Równanie (1.1) jest dowodem zasady odwracalności maszyny elektrycznej. Oznacza to, że każda maszyna elektryczna może pracować zarówno jako prądnicą (generator), jak i jako silnik. Przy pracy generatorowej maszyna powinna być napędzana silnikiem (np. turbiną), który przekazuje na jej wale moc mechaniczną  $P_m$  i pokonuje hamujący w tym przypadku moment elektromagnetyczny  $M$ . W samej prądniczy zachodzi przetwarzanie, za pomocą pola magnetycznego, mocy mechanicznej  $P_m$  w elektryczną  $P_e$ , którą maszyna oddaje odbiorcom. Przy tym przetwarzaniu powstają pewne straty energii, które nagrzewają maszynę i rozpraszają się w postaci ciepła w przestrzeni otaczającej prądnicę. Jeżeli maszyna pracuje jako silnik, pobiera ona z sieci elektrycznej moc elektryczną  $P_e$ , którą przetwarza w mechaniczną  $P_m$ . Moc mechaniczna, poprzez moment elektromagnetyczny  $M$ , który jest momentem napędowym, wykorzystywana jest do napędzania maszyny roboczej sprzężonej mechanicznie z silnikiem.

Należy więc stwierdzić, że przetwarzanie energii mechanicznej w elektryczną i odwrotnie jest niemożliwe bez udziału ruchu. W większości maszyn elektrycznych ruch ten jest obrotowy, lecz może być i postępowy lub postępowo-zwrotny. Przetwarzanie natomiast energii elektrycznej o jednych parametrach w energię elektryczną o innych

parametrach może odbywać się zarówno przy udziale ruchu, jak i bez ruchu.

W związku z tym maszyny elektryczne mogą być sklasyfikowane następująco:

1. Maszyny elektryczne wirujące i liniowe - urządzenia pracujące na zasadzie indukcji elektromagnetycznej, służące do przetwarzania energii przy udziale ruchu mechanicznego (obrotowego lub postępowego).

2. Transformatory - statyczne urządzenia elektryczne, które na podstawie zjawiska indukcji elektromagnetycznej przetwarzają energię elektryczną bez udziału ruchu mechanicznego.

Maszyny elektryczne wirujące można podzielić na:

1. Prądnice (generatory), w których energia mechaniczna jest przetwarzana w elektryczną.

2. Silniki, w których energia elektryczna jest przetwarzana w mechaniczną.

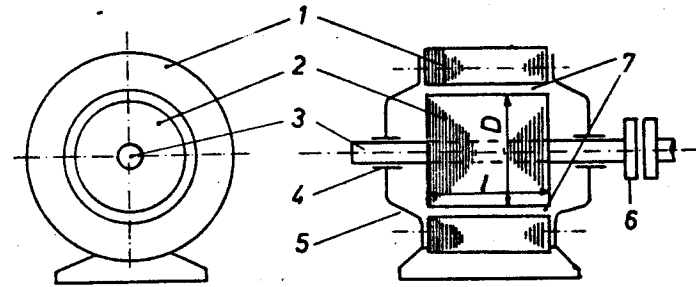
3. Przetwornice, maszyny elektryczne, przetwarzające energię elektryczną o jednych parametrach w energię elektryczną o innych parametrach (np. prąd przemienny w stały lub odwrotnie, prąd o jednej częstotliwości w prąd o innej częstotliwości itp.).

Powyższy podział maszyn elektrycznych w dużym stopniu jest umowny. Odnosi się on do ich stanu pracy, nie jest natomiast związany ani z zasadą ich działania ani z ich konstrukcją. Wiadomo jednak, że praca maszyn elektrycznych jest odwracalna, że każda prądnica może pracować jako silnik i odwrotnie, a w każdym transformatorze lub przetwornicy kierunek przenoszenia energii może być zmieniony. Dlatego więc przyjęto maszyny elektryczne dzielić na grupy zgodnie z kryteriami określającymi zasadę ich działania i konstrukcję.

W zależności od zasady działania maszyny elektryczne dzieli się na:

1. Transformatory.
2. Maszyny asynchroniczne (indukcyjne).
3. Maszyny synchroniczne.
4. Maszyny prądu stałego.
5. Maszyny komutatorowe prądu przemiennego.

Podstawowymi częściami maszyny elektrycznej wirującej są (rys.1.1):



Rys.1.1. Schemat typowej budowy maszyny elektrycznej: 1 - stojan, 2 - wirnik, 3 - wał, 4 - łożysko, 5 - tarcza łożyskowa, 6 - sprzęgło, 7 - szczelina przywirnikowa (powietrzna)

- s t o j a n (stator) - część nieruchoma maszyny,
- w i r n i k (rotor) - część ruchoma maszyny.

W zależności od roli jaką spełniają w procesie przetwarzania energii, te dwie podstawowe części maszyny elektrycznej często nazywane są twornikiem lub magneśnicą.

T w o r n i k jest to ta część maszyny elektrycznej (stojan albo wirnik), do której doprowadza się energię elektryczną do przetworzenia w maszynie, albo od której odprowadza się energię elektryczną przetworzoną w maszynie.

M a g n e ś n i c a (induktor) - część maszyny elektrycznej, służąca do wytwarzania strumienia magnetycznego, ale w której nie następuje przetwarzanie energii.

Wszystkie elementy, z których składa się każda maszyna elektryczna można podzielić na dwie grupy - grupę elementów czynnych (aktywnych) i grupę elementów konstrukcyjnych.

Grupa elementów czynnych (aktywnych) składa się z dwóch układów: magnetycznego i elektrycznego. Tu następuje proces przetwarzania energii.

Układ (obwód) magnetyczny wykonany jest z materiału ferromagnetycznego. Elementy obwodu magnetycznego, w których strumień magnetyczny w stanie ustalonym pracy maszyny ma wartość niezmienną w czasie, wykonuje się najczęściej z litej stali, wysokogatunkowej pod względem magnetycznym i mechanicznym. Te elementy obwodu magnetycznego, w których strumień magnetyczny jest zmienny w czasie, wykonane są najczęściej z blach elektrotechnicznych. Ma to na celu zmniejszenie strat w rdzeniu. Aby zmniejszyć straty z prądów wirowych, blachy wykonuje się odpowiednio cienkie (0,5 mm lub 0,35 mm), izolowane od siebie i z dużą rezystywnością, uzyskaną np. przez odpowiednią zawartość krzemu. W celu zmniejszenia strat z histerezy, blachy elektrotechniczne przechodzą odpowiedni proces obróbki (np. proces zimnego walcowania w celu uzyskania odpowiedniej struktury krystalicznej).

Układ elektryczny maszyny składa się z uzwojeń wykonanych najczęściej z miedzi. Jako materiał przewodowy wykorzystywane jest również aluminium - do uzwojeń klatkowych maszyn asynchronicznych, w transformatorach. Bardzo często, zwłaszcza w stanach nieustalonych, obwody dla prądów mogą stanowić także lite elementy obwodu magnetycznego.

Do ważnych elementów każdej maszyny elektrycznej zalicza się izolację. Służy ona do oddzielenia elektrycznego zarówno przewodów, jak i uzwojeń od siebie, izoluje uzwojenia od obwodu magnetycznego.

Materiałami izolacyjnymi są dielektryki w różnej postaci - stałej, ciekłej lub gazowej. Izolacja w maszynie elektrycznej musi mieć dużą wytrzymałość elektryczną i mechaniczną, dużą termostabilność (odporność na odkształcenia pod wpływem temperatury), wolno przebiegający proces starzenia się oraz, co jest bardzo często trudne do zrealizowania, mały opór cieplny.

Trwałość materiałów izolacyjnych stosowanych w maszynach elektrycznych zależy od wielu czynników. Decydującym dla trwałości izolacji czynnikiem jest grzanie się, innymi słowy temperatura pracy. Zależność trwałości materiałów izolacyjnych od temperatury jest dość skomplikowana. Celowe z punktu widzenia ekonomicznego jest, aby wszystkie materiały izolacyjne, wchodzące w skład danego urządzenia, miały jednakową trwałość przy znamionowym stanie pracy. W takim przypadku wszystkie części izolacji będą amortyzowały się jednocześnie. Trwałość izolacji, mierzona w godzinach pracy, normowana jest różnie, aczkolwiek uważa się, że dla współczesnych wyrobów powinna ona wynosić 20000 - 25000 godzin. Na podstawie tego kryterium materiały izolacyjne grupuje się w tzw. klasy wytrzymałości cieplnej, lub krócej - klasy izolacji, w zależności od maksymalnej temperatury, przy której uzyskuje się wymaganą trwałość. Klasy izolacji i ich dopuszczalne temperatury umieszczone są w tabeli 1.1.

Tabela 1.1<sub>A</sub>

Klasy izolacji	Y	A	E	B	F	H	C
Dopuszczalna temperatura °C	90	105	120	130	155	180	> 180

Temperatura dopuszczalna odnosi się do najgorętszych punktów izolacji. Klasę cieplną danej maszyny elektrycznej limituje najniższa klasa wytrzymałości cieplnej materiałów izolacyjnych zastosowanych w maszynie.

Wirnik maszyny elektrycznej jest oddzielony od stojana szczeliną przywirnikową  $\delta$  (rys.1.1), która w maszynach chłodzonych powietrzem nazywa się szczeliną powietrzną. Szczelina przywirnikowa jest odcinkiem drogi strumienia magnetycznego o małej przenikalności magnetycznej, ponieważ powietrze i pozostałe czynniki chłodzące stosowane w maszynach elektrycznych są materiałami niemagnetycznymi. Szczelina powietrzna jest więc odcinkiem obwodu magnetycznego o dużej reluktancji, na którym odkłada się największy spadek napięcia magnetycznego, i w którym koncentruje się najwięcej energii elektromagnetycznej. Oznacza to, że szczelina przywirnikowa (normalnie powietrzna) ma duży wpływ na właściwości maszyny elektrycznej.

Części konstrukcyjne tworzą układ mechaniczny, w którym umieszczone są obwód magnetyczny i uzwojenia maszyny elektrycznej. Układ ten służy do zabezpieczenia elementów czynnych maszyny przed oddziaływaniami całego szeregu szkodliwych czynników otoczenia. W ogólnym zarysie część konstrukcyjna maszyny elektrycznej składa się (rys.1.) z części nośnej (korpus), tarcz łożyskowych, wału i łożysk. Materiałami konstrukcyjnymi używanymi w maszynach elektrycznych są: żeliwo, staliwo, blacha stalowa, stopy aluminiowe i inne.

Maszyny elektryczne znajdują szerokie zastosowanie w wielu dziedzinach techniki i gospodarki. Decydują o tym ich liczne zalety spośród których należy wymienić następujące: łatwość przenoszenia energii elektrycznej, wysoka sprawność (85 - 90 % i więcej) - fakt o szczególnym znaczeniu dla gospodarki, możliwość regulacji różnych wielkości (napięcie, prąd, prędkość obrotowa i inne), możliwość automatyzowania i zdalnego sterowania, wysoka niezawodność.

## 1.2. Pojęcia podstawowe. Wielkości znamionowe

Każda maszyna elektryczna może znajdować się w określonym stanie. Może to być stan pracy lub np. stan wyłączenia, hamowania, postoju i inne.

Rodzaj pracy maszyny elektrycznej jest kompleksem stanów pracy o różnym czasie trwania i kolejności oraz stanów wyłączenia, wyłączenia, hamowania i postoju, w których znajduje się maszyna. Podstawowe, najczęściej stosowane, rodzaje pracy maszyn elektrycznych są następujące: praca ciągła (S1), praca dorywcza (S2) i praca przerywana (S3).

Każda maszyna elektryczna charakteryzuje się danymi i znamionowymi. Są to wartości liczbowe wielkości elektrycznych i mechanicznych (określone przez producenta), charakteryzujące pracę maszyny w określonych warunkach. Rodzaj pracy z danymi znamionowymi maszyny nazywa się znamionowym. Każdą maszynę elektryczną wyposaża się w tabliczkę znamionową z danymi znamionowymi i z symbolem rodzaju pracy, na które maszyna została zaprojektowana i zbudowana.

Mocą znamionową prądnic i transformatorów jest moc elektryczna na zaciskach, wydawana przez maszynę (dla generatorów prądu przemiennego i transformatorów jest to moc pozorna  $S_n$  mierzona w VA, kVA lub MVA). Mocą znamionową  $P_n$  silnika elektrycznego jest mechaniczna moc użyteczna na jego wale (w W lub kW). Moc znamionowa maszyny elektrycznej zależy przede wszystkim od dopuszczalnej temperatury nagrzewania się jej elementów.

Napięcia znamionowe maszyn elektrycznych są skoordynowane z napięciami znamionowymi sieci energetycznych, ściśle unormowanych w każdym kraju. Napięcia znamionowe silników elektrycznych i uzwojeń pierwotnych transformatorów są równe napięciom znamionowym sieci,

natomiast napięcia znamionowe generatorów i uzwojeń wtórnych transformatorów są o 5 - 10 % wyższe od tych napięć z powodu potrzeby skompensowania spadków napięcia w sieci.

Prąd znamionowy maszyny elektrycznej zależy od możliwości obciążenia jej obwodów elektrycznych (uzwojeń) prądem.

Znamionowym wartościom prądu i napięcia odpowiada znamionowa wartość momentu obrotowego maszyny wirującej. W celu zapewnienia właściwej pracy maszyny nie można obciążać jej mocą znamionową przy dowolnych wartościach prądu i napięcia, momentu i prędkości obrotowej, lecz przy wartościach znamionowych każdego z tych parametrów.

Wartości znamionowe poszczególnych parametrów maszyn elektrycznych są podstawą do porównywania i oceny ich możliwości roboczych.

### 1.3. Pojęcie elektrycznego układu napędowego

Pojęcie napęd obejmuje ogólnie całość zagadnień związanych z doprowadzeniem energii mechanicznej silników różnych typów do maszyn roboczych. W przypadku gdy silniki są elektryczne, jest to elektryczny układ napędowy.

Napędem elektrycznym nazywa się urządzenie pracujące na zasadzie wykorzystania energii elektrycznej i służące do nadawania ruchu maszynie roboczej (np. pompie, sprężarce, obrabiarce, urządzeniu przemysłowemu itd.). Składa się ono na ogół z trzech części:

1) silnika elektrycznego, w którym doprowadzana energia elektryczna przetwarza się w energię mechaniczną wirującego wału lub części wykonującej ruch postępowy,

2) części łączącej silnik z maszyną roboczą, jak na przykład sprzęgła (przy bezpośrednim łączeniu wału silnika z wałem maszyny roboczej), przekładni pasowej, przekładni zębatej itp.,

3) aparatury elektrycznej, przeznaczonej do przyłączenia silnika do sieci, sterowania jego pracą i zabezpieczenia od skutków zakłóceń.

Wszystkie części urządzenia napędowego połączone ze sobą według pewnego schematu tworzą układ napędowy.

### R o d z a j e n a p ę d u e l e k t r y c z n e g o

W zależności od liczby silników w stosunku do maszyn roboczych układu, napędy elektryczne można podzielić na:

1. Napęd elektryczny transmisyjny. Taki układ w dzisiejszych czasach nie jest używany. Polega on na tym, że jeden silnik, za pomocą wałów i pasów transmisyjnych, napędza wszystkie maszyny robocze danego zakładu.

2. Napęd elektryczny grupowy. Jest on następnym etapem w rozwoju napędu elektrycznego; w pewnym sensie jest odmianą napędu transmisyjnego. W tym przypadku jeden silnik napędza, za pomocą podobnej techniki, grupę maszyn roboczych, a nie wszystkie maszyny zakładu, czy oddziału.

3. Napęd elektryczny jednostkowy. Polega on na stosowaniu osobnego silnika elektrycznego do każdej napędzanej maszyny.

4. Napęd elektryczny wielosilnikowy - poszczególne części danej maszyny roboczej składającej się z wielu mechanizmów napędzane są osobnymi silnikami elektrycznymi.

Okres grupowego napędu skończył się w trzecim dziesięcioleciu bieżącego stulecia, ustępując miejsca nowoczesnym napędom jednostkowym i wielosilnikowym. Opanowanie przemysłu przez napęd elektryczny jednostkowy i wielosilnikowy było, oczywiście, możliwe tylko dzięki udoskonaleniu silników elektrycznych i osiągnięciu przez napęd elektryczny takich zalet, jakich żaden inny rodzaj napędu do tej pory nie wykazywał.

Silnik elektryczny umożliwia obecnie:



a) precyzyjny, z góry zaprojektowany rozruch - moment obrotowy, jego przebieg podczas rozruchu i czas trwania rozruchu mogą być z góry zaprojektowane, a następnie realizowane w odpowiedniej chwili

b) precyzyjną, w bardzo szerokim zakresie, regulację prędkości obrotowej,

c) regulację momentu obrotowego przy obciążeniu,

d) łatwą zmianę kierunku wirowania,

e) precyzyjne hamowanie elektryczne, pozwalające nieraz na odzyskiwanie energii kinetycznej mas hamowanych zamiast tracenia jej w hamulcach mechanicznych,

f) synchronizację biegu kilku silników napędowych,

g) zatrzymywanie silników w określony sposób,

h) pracę według określonego z góry programu.

Z punktu widzenia udziału człowieka w pracy napędu i maszyny roboczej można rozgraniczyć dwa rodzaje napędu elektrycznego:

1. Napęd elektryczny sterowany ręcznie.

2. Napęd elektryczny zautomatyzowany.

Przy napędzie sterowanym ręcznie wszystkie manipulacje - włączenia, przełączenia itd. - zarówno w obwodach elektrycznych, jak i w mechanicznych - wykonuje się ręcznie, natomiast w napędzie zautomatyzowanym wszystkie wymagane zmiany w działaniu silnika elektrycznego dokonują się automatycznie, bez udziału obsługi. Niezbędna do tego celu "automatyka", rozumiana jako zespół regulatorów, czujników pomiarowych oraz wzmacniaczy, wchodzi również w skład elektrycznego układu napędowego.

Istnieje także tzw. napęd półzautomatyzowany, przy którym część operacji wykonuje się ręcznie - np. włączenie, a pozostałe - automatycznie.

#### 1.4. Praca ustalona i nieustalona elektrycznego układu napędowego. Równanie ruchu układu elektromechanicznego

W pracy napędu elektrycznego można wyróżnić okres pracy ustalonej i stany przejściowe.

Stanem ustalonym w pracy napędu elektrycznego nazywany jest taki stan, w którym prędkość obrotowa  $n$  i prędkość kątowna zespołu, mierzone w dowolnym punkcie układu, mają wartości stałe, a zatem gdy ich pierwsze pochodne względem czasu  $t$  są równe zeru

$$\frac{dn}{dt} = 0; \quad \frac{d\Omega}{dt} = 0 \quad (1.2)$$

W przypadku, gdy powyższe równania nie są spełnione, układ jest w stanie nieustalonym (przejściowym). Typowymi stanami przejściowymi są rozruch i hamowanie, jak również przechodzenie z jednej prędkości obrotowej w drugą.

Układ napędowy zachowuje równowagę dynamiczną, a więc pracuje w stanie ustalonym, tj. przy  $\frac{dn}{dt} = 0$ , gdy występuje równowaga momentów: elektromagnetycznego, rozwijanego przez silnik -  $M_x$  oraz mechanicznego, wymaganego przez maszynę napędzaną (roboczą) -  $M_{ob}$ , a więc

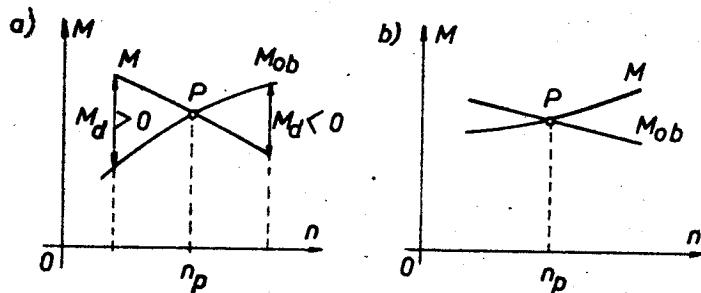
$$M = M_{ob} \quad (1.3)$$

Moment obrotowy wymagany przez maszynę roboczą nazywany jest momentem oporowym lub momentem obciążenia.

W większości przypadków silnik nie pracuje w stanie ustalonym, ponieważ jego obciążenie jest zmienne, lub też, zgodnie z wymaganiami technologicznymi, regulowana jest jego prędkość obrotowa.

Zarówno moment silnika  $M$ , jak i moment maszyny napędzanej

$M_{ob}$  są w najogólniejszym przypadku funkcjami prędkości obrotowej, tj.  $M = f(n)$  i  $M_{ob} = f(n)$ . Krzywa przebiegu momentu w zależności od prędkości obrotowej nazwana została charakterystyką mechaniczną. Charakterystyki mechaniczne silnika elektrycznego i maszyny napędzanej są w ogólnym przypadku różne. Oczywiście punkt  $p$  przecięcia się charakterystyk mechanicznych silnika elektrycznego i maszyny napędzanej jest właśnie punktem odpowiadającym pracy napędu w stanie ustalonym, tj. przy  $M = M_{ob}$  (rys.1.2).



Rys.1.2. Charakterystyki mechaniczne: a) napęd stabilny, b) napęd niestabilny

W punkcie pracy ustalonej układ pracuje z prędkością ustaloną  $n_p$ . Przy każdej innej prędkości obrotowej dla danej pary charakterystyk mechanicznych, poza prędkością  $n_p$ , moment napędowy jest różny od momentu oporowego.

Różnica pomiędzy momentem napędowym a momentem oporowym nazywana jest momentem dynamicznym

$$M - M_{ob} = M_d \quad (1.4)$$

Moment dynamiczny rozwijany jest wówczas, gdy powstaje różnica między momentem rozwijanym przez silnik a momentem oporowym. Jeżeli

układ elektromechaniczny pracował w stanie ustalonym i w pewnej chwili jeden z momentów ulegnie zmianie, wtedy powstaje moment dynamiczny i układ przechodzi w stan pracy nieustalony.

Dowolna zmiana prędkości obrotowej silnika napędowego związana jest ze zmianą energii kinetycznej układu. Na wale silnika poza składową momentu obrotowego odpowiadającą obciążeniom statycznym, zjawiają się dodatkowe składowe obciążenia dynamiczne. Silnik w okresach rozruchu musi przekazać masom wirującym energię kinetyczną, a w okresach hamowania energię tę odebrać.

Obliczenie momentu dynamicznego i innych wielkości charakteryzujących stany przejściowe przeprowadza się na podstawie równania ruchu układu napędowego. Równanie ruchu wyprowadza się z bilansu energetycznego układu silnik i maszyna robocza.

Równanie energetyczne dla układu elektromechanicznego ma następującą postać:

$$A = A_{ob} + A_k \quad (1.5)$$

przy czym:

$A$  - całkowita praca silnika,

$A_{ob}$  - praca wykonana w napędzanym urządzeniu,

$A_k = J \frac{\Omega^2}{2}$  - energia kinetyczna zakumulowana w masach wirujących,

$J$  - zastępczy moment bezwładności odniesiony do wału silnika i reprezentujący bezwładność całego układu napędowego.

Po zróżniczkowaniu równania energii względem czasu -

$$\frac{dA}{dt} = \frac{dA_{ob}}{dt} + \frac{dA_k}{dt} \quad (1.6)$$

otrzymuje się równanie mocy

$$P = P_{ob} + P_d \quad (1.7_4)$$

gdzie  $P$  jest mocą mechaniczną rozwijaną przez silnik.

Dzieląc obie strony powyższego równania przez  $\Omega$  -

$$\frac{P}{\Omega} = \frac{P_{ob}}{\Omega} + \frac{P_d}{\Omega}$$

otrzymuje się równanie momentów lub, jak się je nieraz nazywa, równanie ruchu, odniesione do wału silnika:

$$M = M_{ob} + M_d \quad (1.8_4)$$

Po przestawieniu ostatniego równania otrzymuje się wyrażenie momentu dynamicznego, który, zależnie od tego, czy  $M > M_{ob}$  czy  $M < M_{ob}$ , powoduje odpowiednio bądź przyspieszenie napędu, bądź jego opóźnienie:

$$M_d = M - M_{ob} \quad (1.9_4)$$

Powyższe równanie pozwala wyznaczyć zależność momentu dynamicznego od wielkości mechanicznych napędzanego układu

$$M_d = \frac{1}{\Omega} \frac{dA_k}{dt} = \frac{1}{\Omega} \frac{d\left(\frac{J\Omega^2}{2}\right)}{dt} \quad (1.10_4)$$

Zakładając w ogólnym przypadku, że moment bezwładności  $J$  oraz prędkość kątowa  $\Omega$  zmieniają się w czasie, można otrzymać wyrażenie momentu dynamicznego w postaci:

$$M_d = J \frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega}{2} \frac{dJ}{dt} \quad (1.11_4)$$

Pierwszy człon wzoru (1.11<sub>4</sub>) określa moment obrotowy potrzebny do nadania masie o momencie bezwładności  $J$  przyspieszenia kątownego  $\frac{d\Omega}{dt}$ , drugi człon wzoru - moment obrotowy związany z pozorną zmianą momentu bezwładności, np. w korbowych urządzeniach mechanicznych. Z przejściową zmiennością momentu bezwładności można się spotkać w układach elektromechanicznych przy zmiennej przekładni mechanicznej między silnikiem a maszyną roboczą. Pozorna zmienność momentu bezwładności pochodząca od napędzanego urządzenia występuje przy napędzie pomp i sprężarek tłokowych, nożyc gilotynowych, stołów podnośnych itp. W przypadku rzeczywistej zmiany momentu bezwładności, powstałej na skutek zmiany ilości masy, równanie wyjściowe przybiera inną postać i inną postać otrzymuje też wyrażenie momentu dynamicznego.

Najczęściej spotykany w praktyce jest jednak układ napędowy o stałym momencie bezwładności. Gdy moment bezwładności jest stały, wyrażenie momentu dynamicznego przybiera postać:

$$M_d = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.12_4)$$

W ogólnym więc przypadku równanie momentów układu napędowego przy  $J = \text{const}$  ma postać:

$$M - M_{ob} = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.13_4)$$

### 1.5. Statyczna stabilność pracy elektrycznego układu napędowego

Ustalony stan pracy układu napędowego jest w praktyce stosunkowo rzadko spotykany, Równowaga pracy nie trwa długo, a w przypadku automatyki nie występuje prawie wcale. Zawsze możliwe zakłócenia, zamierzone lub nie, występujące w obwodach układu, powodują zmiany  $M$  lub  $M_{ob}$ , a więc i zmiany prędkości obrotowej. Po naruszeniu równowagi momentów układu, w zależności od właściwości silnika napędowego i maszyny roboczej (ich charakterystyk mechanicznych) mogą zaistnieć dwa charakterystyczne przypadki:

a) praca statycznie stabilna, kiedy po ustaniu zaburzenia elektromechaniczny układ napędowy powraca do wyjściowego położenia pracy ustalonej,

b) stan pracy niestabilnej, kiedy w podobnych warunkach układ się zatrzymuje lub wykazuje tendencję nieograniczonego wzrostu prędkości obrotowej.

W warunkach eksploatacji konieczne jest zagwarantowanie pracy stabilnej układu. Przy pracy niestabilnej normalne funkcjonowanie układu jest niemożliwe, powstają awarie.

Praca stabilna układu zależy od przebiegu charakterystyk mechanicznych silnika napędowego -  $M = f(n)$  i maszyny roboczej -  $M_{ob} = f(n)$ .

Kryterium pracy stabilnej dowolnego układu napędowego może być sformułowane na podstawie rysunku 1.2, na którym przedstawiono odcinki charakterystyk mechanicznych silnika i maszyny roboczej. Układ pracuje w stanie ustalonym przy częstotliwości  $n_p$ , ponieważ w punkcie przecięcia się charakterystyk  $M_d = M - M_{ob} = 0$ . Jeżeli charakterystyki mechaniczne mają przebiegi jak na rysunku 1.2a, układ będzie pracował stabilnie. Jeżeli z jakichkolwiek powodów prędkość obrotowa napędu, bez zmiany charakterystyk mechanicznych,

zwiększy się ponad wartość  $n_p$ , to moment oporowy maszyny napędzanej  $M_{ob}$  staje się większy od momentu obrotowego silnika  $M$ . Powstały wskutek tej różnicy ujemny moment dynamiczny ( $M_d < 0$ ) działa hamująco i po zniknięciu zakłócenia prędkość obrotowa zaczyna maleć, aż do osiągnięcia z powrotem wartości  $n_p$ , odpowiadającej punktowi pracy zespołu w stanie ustalonym. Przeciwnie, jeżeli zakłócenie spowodowało zmniejszenie prędkości obrotowej układu, wówczas moment dynamiczny  $M_d = M - M_{ob} > 0$  działa w kierunku wirowania i powoduje przyspieszenie zespołu, który osiągnie z powrotem prędkość obrotową  $n_p$  stanu ustalonego.

Podobne zakłócenia stanu ustalonego w przypadku układu reprezentowanego charakterystykami mechanicznymi z rysunku 1.2b, prowadzą do oddalenia się punktu pracy zespołu od punktu  $p$  pracy ustalonej w tym samym kierunku, w którym nastąpiło odchylenie początkowe. W pierwszym przypadku prędkość obrotowa rośnie, ponieważ  $M_d = M - M_{ob} > 0$ , a w drugim układ dąży do zatrzymania się, dlatego że  $M_d < 0$ .

Praca układu napędowego jest więc stabilna (stateczna), jeżeli zostanie spełniony następujący warunek:

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{ob}}{dn} \quad (1.14_a)$$

Praca układu będzie niestabilna, jeżeli

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{ob}}{dn}$$

Zależność (1.14<sub>a</sub>) jest kryterium stabilności pracy maszyn dowolnego układu wirującego. Warunek ten jest ważny niezależnie od tego, jaką rolę spełnia maszyna elektryczna - czy jest ona silnikiem, czy maszyną roboczą (generatorem).

## CZĘŚĆ DRUGA. MASZYNY ELEKTRYCZNE

### 2. Transformatory

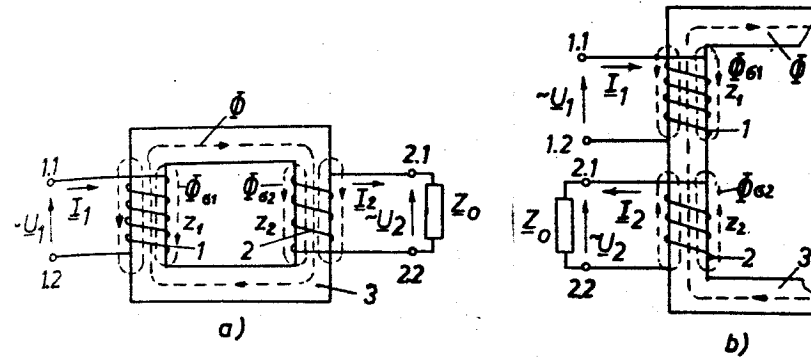
#### 2.1. Wiadomości ogólne

##### 2.1.1. Budowa i zasada działania. Rodzaje transformatorów

Transformator jest statycznym urządzeniem elektromagnetycznym, przetwarzającym dany układ prądu przemiennego o określonym napięciu, prądzie i częstotliwości w drugi układ o tej samej częstotliwości, lecz o innym na ogół napięciu i prądzie.

Transformator działa na zasadzie indukcji elektromagnetycznej - wykorzystuje się w nim siły elektromotoryczne transformacji, powstałe przy oddziaływaniu elektromagnetycznym między nieruchomymi, magnetycznie skojarzonymi obwodami elektrycznymi, nazywanymi uzwojeniami. Ilość skojarzonych elektromagnetycznie obwodów elektrycznych, nie związanych ze sobą galwanicznie może być dowolna. W świetle tego transformator jest nieruchomą, indukcyjną maszyną elektryczną.

Na rysunku 2.1, przedstawiono zasadę budowy najprostszego - jednofazowego, dwuuzwojeniowego - transformatora. Transformatory wykorzystywane w technice składają się z trzech podstawowych zespołów elementów: obwodu magnetycznego, uzwojenia i układu izolacyjnego.



Rys.2.1. Schemat strukturalny transformatora jednofazowego dwuuzwojeniowego: 1,2 - uzwojenia, 3 - obwód magnetyczny

Wokół kolumn obwodu magnetycznego jednofazowego transformatora dwuuzwojeniowego umiejscowione są dwa uzwojenia z izolowanego przewodu miedzianego lub aluminiowego, które nie mają połączenia galwanicznego między sobą. Każde uzwojenie składa się z określonej liczby zwojów połączonych szeregowo. Uzwojenie włączane do sieci zasilającej nazywane jest pierwotnym. Wszystkie wielkości z nim związane, jak: prąd, napięcie, moc, rezystancja itp. nazywane są pierwotnymi i są oznaczane indeksem "1" ( $I_1$ ,  $U_1$ ,  $P_1$ ,  $R_1$  itp.). Uzwojenie, z którego pobierana jest energia elektryczna i wszystkie wielkości z nim związane nazywane są wtórnymi i są oznaczane indeksem "2".

Oba uzwojenia transformatora umieszcza się na tej samej kolumnie, ponieważ uzyskuje się przy tym lepsze skojarzenie elektromagnetyczne. W niektórych oznaczeniach schematycznych (rys.2.1a) zasada ta nie jest przestrzegana w zamian za uzyskanie większej przejrzystości rysunku i prostoty. W tych przypadkach przyjmuje się, że przewodność magnetyczna żelaza jest nieskończenie duża, a w związku z tym, że skojarzenie magnetyczne między uzwojeniami jest niezależne

od ich umiejscowienia wzdłuż obwodu magnetycznego. Blizsze rzeczywistości jest oznaczenie przedstawione na rysunku 2.1b. W obu przypadkach nie jest bez znaczenia kierunek nawijania (zwrot nawinięcia) uzwojeń oraz miejsca ich początków (1.1, 2.1) i końców (1.2, 2.2), ponieważ indukowane w nich siły elektromotoryczne są ściśle związane z wymienionymi cechami uzwojenia. Jeśli nie jest specjalnie zaznaczone, przyjmuje się, że kierunek nawijania obu uzwojeń jest taki sam, zazwyczaj prawoskrętny. W tym sensie przedstawione schematycznie na rysunku 2.1 transformatory są ekwiwalentne.

Po włączeniu uzwojenia pierwotnego transformatora (rys.2.1) do sieci z napięciem sinusoidalnym  $U_1$ , w uzwojeniu popłynie prąd  $I_1$ , który wytworzy w obwodzie magnetycznym zmieniający się sinusoidalnie w czasie strumień magnetyczny  $\phi$ . Strumień ten indukuje w uzwojeniach transformatora siły elektromotoryczne. Przy podłączeniu odbiornika do uzwojenia wtórnego, popłynie w nim prąd  $I_2$ , a na jego zaciskach pojawi się napięcie  $U_2$ . Powstający przy tym przepływ prądu wtórnego zaczyna oddziaływać na obwód magnetyczny transformatora. W związku z tym można stwierdzić, że strumień magnetyczny transformatora jest wynikiem współdziałania prądów wszystkich uzwojeń transformatora.

Przy założeniu, że strumień magnetyczny transformatora jest w całości skojarzony z jego uzwojeniami, siły elektromotoryczne indukowane w nich (przy wielkościach sinusoidalnych) będą

$$e_1 = -\frac{d\psi_1}{dt} = -z_1 \frac{d\phi}{dt} = \omega z_1 \phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}). \quad (2.1)$$

$$e_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} = -z_2 \frac{d\phi}{dt} = \omega z_2 \phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}).$$

W równaniach (2.1)  $z_1$  oraz  $z_2$  są liczbami zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego,  $\phi_m$  jest amplitudą sinusoidalnie zmieniającego się w czasie strumienia magnetycznego, a  $\omega = 2\pi f$  pulsacją wielkości sinusoidalnych o częstotliwości  $f$ , przy czym strumień magnetyczny wyrażony jest wzorem:

$$\phi = \phi_m \sin \omega t$$

Wartości skuteczne sił elektromotorycznych wyznaczają się ze znanych zależności. Wynoszą one:

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \psi_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega z_1 \phi_m}{\sqrt{2}} = \pi \sqrt{2} f z_1 \phi_m = 4,44 f z_1 \phi_m. \quad (2.2)$$

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \psi_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega z_2 \phi_m}{\sqrt{2}} = \pi \sqrt{2} f z_2 \phi_m = 4,44 f z_2 \phi_m.$$

W równaniach (2.1) i (2.2) wprowadzone zostały następujące pojęcia: strumienie skojarzone - z uzwojeniem pierwotnym  $\psi_1 = z_1 \phi$  i z uzwojeniem wtórnym  $\psi_2 = z_2 \phi$  oraz ich amplitudy  $\psi_{1m}$  i  $\psi_{2m}$ .

Stosunek między siłami elektromotorycznymi uzwojenia pierwotnego i uzwojenia wtórnego, indukowanymi przez strumień główny transformatora  $\phi$ , nazywany jest przekładnią transformatora. W związku z tym i z równaniami (2.2) przekładnię wyraża wzór:

$$k = \frac{e_1}{e_2} = \frac{z_1}{z_2} \quad (2.3)$$

Równanie (2.3) wskazuje, że przekładnia transformatora równa jest stosunkowi liczby zwojów strony pierwotnej do liczby zwojów strony wtórnej.

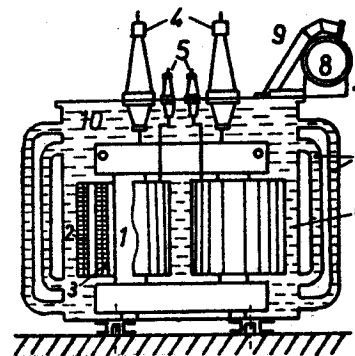
Napięcia uzwojeń transformatora nie są jednakowe. Jeżeli napięcie wtórne jest wyższe od pierwotnego transformator jest podwyższającym i odwrotnie - jeśli napięcie wtórne jest niższe - obniżającym.

Uzwojenie o wyższym napięciu nazywane jest normalnie uzwojeniem wysokiego lub górnego napięcia, a uzwojenie, w którym indukuje się niższe napięcie jest uzwojeniem dolnego napięcia, niezależnie od tego, jaką stroną, pierwotną lub wtórną, transformatora reprezentują.

W uzwojeniach i w obwodach magnetycznych transformatorów powstają straty mocy w postaci ciepła, które je nagrzewa. Oznacza to, że dla zapewnienia prawidłowej pracy urządzenie to powinno być chłodzone. Dobre warunki chłodzenia można uzyskać, jeśli obwód magnetyczny razem z uzwojeniami zostanie umieszczony w specjalnej kadzi napełnionej płynnym dielektrykiem. Dielektrykiem tym jest zazwyczaj tzw. olej transformatorowy, a transformatory chłodzone tym olejem - olejowymi. Budowane są również transformatory chłodzone powietrzem, nazywane są one transformatorami suchymi.

Olej transformatorowy ma lepsze właściwości jako czynnik chłodzący niż powietrze - ma większą pojemność i przewodność cieplną. Z tego wynika, że warunki chłodzenia suchych transformatorów są gorsze niż olejowych i dlatego budowane są one tylko na małe i średnie moce.

Kadź jest zamknięta hermetycznie. Chłodzenie intensyfikuje się za pomocą uźebrowania, rurek chłodzących lub radiatorów. Kadź połączona jest z kondensatorem, chroniącym ją przed deformacjami, które mogą powstać, jeśli objętość oleju wzrośnie wskutek intensywnego grzania. Na pokrywie kadzi znajdują się izolatory przepustowe, rura bezpieczeństwa i inne urządzenia (rys.2.2).



Rys.2.2. Schemat konstrukcji transformatora olejowego jednofazowego:  
1 - rdzeń, 2,3 - uzwojenia, 4,5 - izolatory przepustowe DN i GN, 6 - kadź, 7 - rury układu chłodzenia, 8 - konserwator, 9 - rura bezpieczeństwa, 10 - olej transformatorowy

#### Rodzaje transformatorów

Oprócz podziału według sposobu chłodzenia, transformatory mogą być klasyfikowane i według innych kryteriów.

W zależności od liczby uzwojeń na jedną fazę, transformatory dzieli się na dwuuzwojeniowe, trójuzwojeniowe i wielouzwojeniowe.

W zależności od liczby faz, transformatory bywają jedno-, dwu-, trój- i wielofazowe. Uzwojenie określonego napięcia transformatora wielofazowego składa się ze wszystkich uzwojeń o jednakowym napięciu, połączonych w określony sposób.

Transformatory są urządzeniami szeroko stosowanymi we wszystkich gałęziach techniki. W zależności od przeznaczenia i miejsca stosowania wyróżnia się:

1. Transformatory energetyczne ogólnego stosowania - służą do przekazywania i rozdzielania energii elektrycznej.
2. Specjalne transformatory energetyczne - piecowe (do zasilania pieców łukowych w hutnictwie), spawalnicze, prostownikowe itp.

3. Autotransformatory - stosowane w energetyce, przy wąskim zakresie transformacji.

4. Przekładniki pomiarowe - do pomiaru prądu lub napięcia w układach pomiarowych.

5. Transformatory probiercze - przeznaczone do wytwarzania wysokich napięć, stosowanych przy badaniach układów izolacyjnych różnych urządzeń elektrycznych.

6. Transformatory stosowane w układach elektronicznych i automatyce.

Ze względu na bardzo szerokie zastosowanie we współczesnej technice, budowa, konstrukcja, wielkość i przeznaczenie transformatorów są bardzo różne. We wszystkich jednak przypadkach przebiegi podstawowych procesów i zjawisk, charakteryzujących ich pracę są zbliżone. Podobne są również i sposoby badania transformatorów. Z tego powodu w teorii omawiane są zawsze ich podstawowi przedstawiciele - jednofazowy oraz trójfazowy transformator energetyczny.

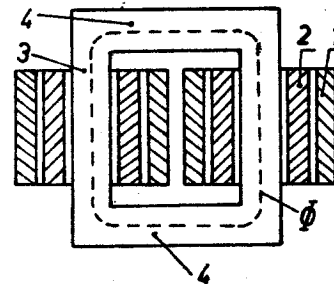
### 2.1.2. Obwody magnetyczne i uzwojenia transformatorów

#### 2.1.2.1. Obwody magnetyczne transformatorów

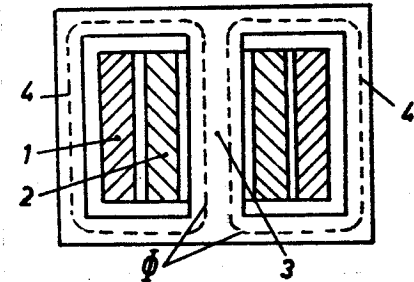
Obwód magnetyczny - rdzeń - służy do przewodzenia głównego strumienia magnetycznego oraz do wzmocnienia skojarzenia magnetycznego między uzwojeniami. Składa się z kolumn, na których umieszcza się uzwojenia i z jarzma, które łączą kolumny. Strumień magnetyczny transformatora jest zmienny w czasie. W wyniku jego pulsacji w obwodzie magnetycznym powstają straty od prądów wirowych i od histerezy. W celu ograniczenia tych strat rdzeń transformatora wykonywany jest z cienkich blach stali elektrotechnicznej o grubości 0,28 mm lub 0,35 mm, odizolowanych od siebie. Blacha elektrotechniczna ma spora zawartość krzemu (ok. 4 %) i z tego powodu jest twarda i krucha.

W niektórych specjalnych przypadkach (przy wysokich częstotliwościach) rdzenie transformatorów wykonuje się z tzw. materiałów magnetodielektrycznych (proszkowych) nazywanych ferritami - charakteryzujących się małymi stratami. Istnieją też transformatory bez rdzenia ferromagnetycznego, są to transformatory powietrzne.

W zależności od konstrukcji obwodu magnetycznego transformatory bywają rdzeniowe i płaszczone. Rdzeniowy transformator jednofazowy (rys.2.3) ma dwie kolumny (3) połączone jarzmemi (4). Uzwojenia (1 i 2), zarówno górnego, jak i dolnego napięcia, składają się każde z dwóch części, umieszczonych na dwóch kolumnach połączonych szeregowo lub równoległe. Płaszczyzny transformator jednofazowy (rys.2.4) ma jedną kolumnę (3) z uzwojeniami (1 i 2) i rozgałęzione jarzmo, obejmujące uzwojenia nazywane "płaszczem".



Rys.2.3. Schemat strukturalny transformatora rdzeniowego



Rys.2.4. Schemat strukturalny transformatora płaszczonego

Trójfazowy układ transformatorowy można uzyskać wykorzystując trzy transformatory jednofazowe, z których każdy jest podłączony do poszczególnej fazy sieci trójfazowej. Takie urządzenie

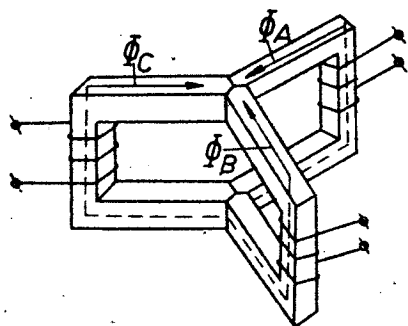


nazywane jest transformatorem grupowym. Trójfazowe grupy transformatorów stosowane są przy dużych mocach i bardzo wysokich napięciach. Częściej stosowane są jednak transformatory o wspólnym dla wszystkich faz obwodzie magnetycznym, ponieważ są one bardziej zwarte i tańsze.

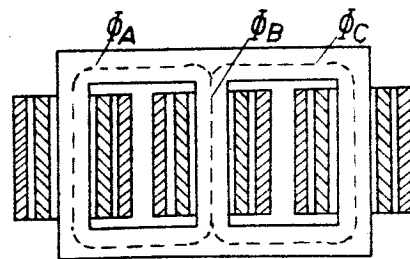
Powstanie wspólnego obwodu magnetycznego jest uzasadnione faktem, że suma wartości chwilowych strumieni magnetycznych symetrycznego układu trójfazowego wynosi zero:

$$\underline{\phi}_A + \underline{\phi}_B + \underline{\phi}_C = 0$$

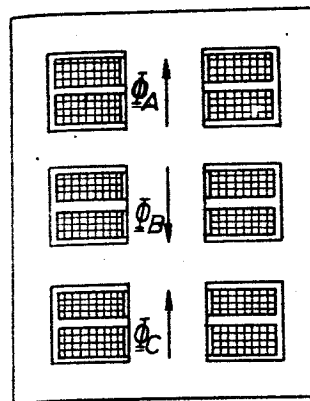
Z tego wynika, że jeśli obwody magnetyczne trzech transformatorów jednofazowych są połączone i tworzą wspólną gwiazdę, środkową kolumnę układu można wyeliminować (rys.2.5), ponieważ wypadkowy strumień magnetyczny jest w niej zero. Konstrukcję tego transformatora można uprościć rozmieszczając w jednej płaszczyźnie wszystkie kolumny (rys.2.6). Uzyskuje się w ten sposób najbardziej rozpowszechniony, rdzeniowy obwód magnetyczny. Istnieją również i trójfazowe transformatory płaskowe (rys.2.7).



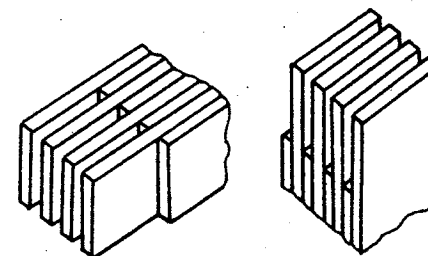
Rys.2.5. Symetryczny trójkolumnowy obwód magnetyczny



Rys.2.6. Schemat strukturalny trójfazowego transformatora rdzeniowego

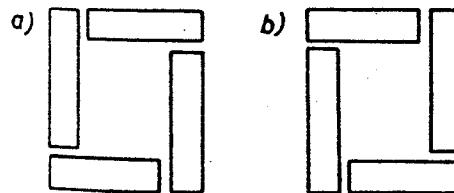


Rys.2.7. Schemat strukturalny trójfazowego transformatora płaskowego

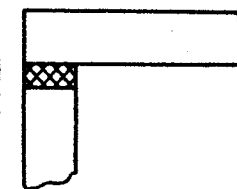


Rys.2.8. Łączenie jarzma z kolumną przez zaplatanie płaszczyznowe

Łączenie kolumn z jarzmami realizuje się różnymi sposobami. Blachy kolumn i jarzma łączy się poprzez zaplatanie (rys.2.8), (rys.2.9). Sposób ten pozwala zaniejszyć szczeliny powietrzne na drodze strumienia magnetycznego. W zamian za to jest on o wiele bardziej pracochłonny niż tzw. łączenie na styk (rys.2.10). Przy tym łączeniu szczeliny powietrzne w obwodzie magnetycznym są jednak duże, tym bardziej, że dla uniknięcia zwarcia między blachami,

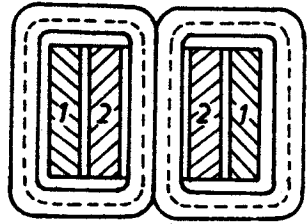


Rys.2.9. Blachy jednofazowego rdzenia przy łączeniu przez zaplatanie: a i b - dwie kolejne warstwy blach

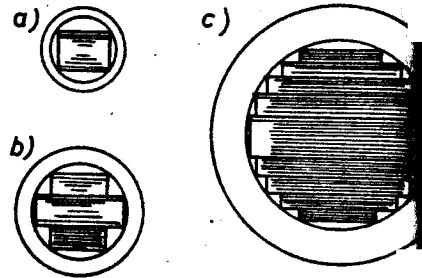


Rys.2.10. Łączenie blach na styk

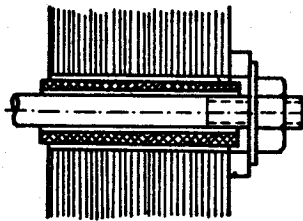
w miejscach styku kładzie się materiał izolacyjny. W budowie małych transformatorów stosowane są często tzw. taśmowe rdzenie zwijane, wykonane z jednej nieprzerwanej taśmy bez żadnego łączenia blach (rys.2.11).



Rys.2.11. Rdzeń taśmowy z uzwojeniami 1 i 2



Rys.2.12. Przekrój kolumny różnych transformatorów: a - małej mocy, b - średniej i c - dużej mocy.



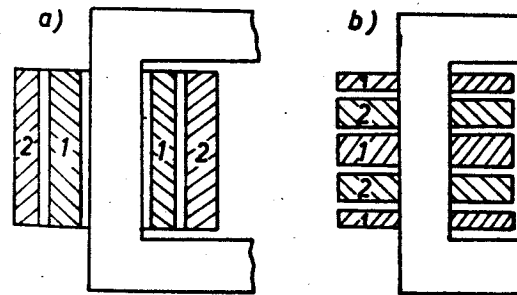
Rys.2.13. Ściąganie pakietu blach

Kształt przekroju poprzecznego kolumny i jarzma może być prostokątny, schodkowy (rys.2.12), lub zbliżony do kołowego. Zależy on od mocy transformatora, rodzaju rdzenia, od warunków procesu technologicznego i od możliwości jego automatyzacji. Pakiety blach tworzących rdzeń transformatora ściągnięte są sworzniami (rys.2.13). Sworznie izoluje się od blachy tulejami izolacyjnymi.

Uzwojenie transformatora jest układem zwojów tworzącym obwód elektryczny. Uzwojenia wykonuje się z przewodu miedzianego lub aluminium. Przewody okrągłe o małym przekroju izoluje się normalnie emalią lub izolacją bawełnianą, natomiast przewody o przekroju prostokątnym - najczęściej dwiema warstwami papieru izolacyjnego i warstwą przędzy bawełnianej.

Konstrukcja uzwojeń transformatorów powinna odpowiadać wymaganiom wysokiej wytrzymałości elektrycznej, mechanicznej i cieplnej. Uzwojenia powinny być tanie i ekonomiczne, o małych stratach.

W zależności od ułożenia na kolumnach transformatora uzwojenia mogą być cylindryczne (rys.2.14a) i krążkowe (rys.2.14b). Uzwojenia cylindryczne są układane koncentrycznie wokół kolumny rdzenia, przy czym bliżej rdzenia umieszcza się uzwojenie dolnego napięcia. Pomiędzy uzwojeniami obu stron transformatora, a także między rdzeniem a uzwojeniem wewnętrznym znajdują się kanały wentylacyjne (olejowe), spełniające również zadanie izolacyjne. Uzwojenie krążkowe zbudowane jest z na przemian leżących cewek dolnego i górnego napięcia. Cewki zewnętrzne w tym układzie należą do tej samej strony



Rys.2.14. Uzwojenia cylindryczne (a) i krążkowe (b): 1 - uzwojenie DN, 2 - uzwojenie GN

transformatora (pierwotnej lub wtórnej) i mają o połowę mniejszą liczbę zwojów od pozostałych cewek tej strony. Ten typ uzwojenia wymaga bardzo starannego izolowania między poszczególnymi krążkami, co jest skomplikowane i drogie, szczególnie przy wysokich napięciach. W związku z tym uzwojenia krążkowe - mimo tego, że gwarantują lepsze skojarzenie magnetyczne, niż uzwojenia cylindryczne - stosowane są rzadziej i na stosunkowo niskich napięciach (do ok. 35 kV).

### 2.1.2.3. Układy połączeń uzwojeń transformatorów

Początki i końce uzwojeń transformatorowych oznacza się literami alfabetu łacińskiego. Według starego sposobu oznaczania (PN-56/E-81003) uzwojenia górnego napięcia oznaczano dużymi literami: początki - A, B, C, końce - X, Y, Z. Uzwojenia dolnego napięcia oznaczano małymi literami: a - x, b - y, c - z. Uzwojenia średniego napięcia transformatorów trójuzwojeniowych oznaczano:  $A_m - X_m$ ,  $B_m - Y_m$ ,  $C_m - Z_m$ . Przy transformatorach jednofazowych oznaczenia były następujące: A - X, a - x i  $A_m - X_m$ .

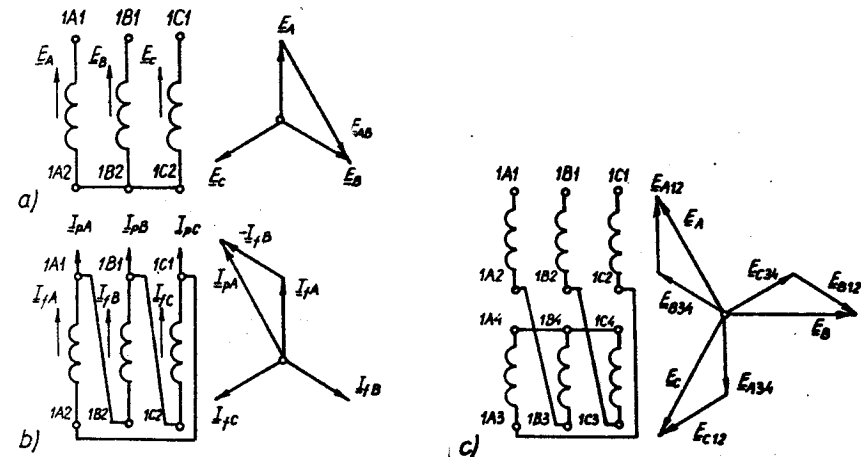
Według obecnie obowiązujących norm (PN-75/E-81003) sposób oznaczania uzwojeń transformatora jest inny. Fazy transformatora oznacza się dużymi literami łacińskimi A, B, C, a punkt zerowy literą N. Strony transformatora oznacza się cyframi arabskimi 1, 2, ... przed literami oznaczającymi fazy, przy czym cyfra 1 odpowiada stronie górnego napięcia, a następnymi cyframi oznacza się kolejne strony od napięcia górnego do dolnego. Początki i końce (umownie) oznacza się cyframi 1 i 2, które znajdują się na ostatnim miejscu symbolu oznaczeniowego. Przykłady: 1 A 1 - strona górnego napięcia, faza A, zacisk Nr 1; 2 C 2 - strona dolnego napięcia, faza C, zacisk Nr 2.

Uzwojenia transformatorów trójfazowych mogą być połączone w gwiazdę, w trójkąt i w zygzak.

Połączenie w gwiazdę (symbole  $\Delta, Y$  dla WN, y dla NN) (rys. 2.15a) polega na połączeniu trzech końców lub początków uzwojeń należących do trzech faz danej strony we wspólnym punkcie i wyprowadzeniu pozostałych trzech zacisków na tabliczkę znamionową. Przy tym układzie połączeń występują dwie różne siły elektromotoryczne - fazowa  $E_f$  i międzyfazowe  $E_{mf}$ . Oprócz tego prąd  $I_f$ , płynący

w dowolnej fazie jest równy prądowi  $I_p$ , płynącemu w przewodzie linii, do której ta faza jest włączona (rys. 2.15b). Innymi słowy:

$$E_{mf} = \sqrt{3} E_f ; I_p = I_f$$



Rys. 2.15. Układy połączeń uzwojeń transformatora

Połączenie w trójkąt (symbole  $\Delta, D, d$ ) (rys. 2.15b), uzyskuje się przy szeregowym połączeniu uzwojeń trzech faz (koniec z początkiem), tworząc obwód zamknięty. W tym przypadku fazowe i międzyfazowe siły elektromotoryczne są jednakowe, natomiast prądy liniowe są odpowiednio większe od fazowych:

$$E_f = E_{mf} ; I_p = \sqrt{3} I_f$$

Porównując układy gwiazdy i trójkąta można wywnioskować, że przy tej samej mocy  $-P = 3U_f I_f \cos \varphi = \sqrt{3} U_{mf} I_p \cos \varphi$  uzwojenie połączone w gwiazdę ma  $\sqrt{3}$  razy mniejszą liczbę zwojów, ponieważ przy jednakowym napięciu międzyfazowym napięcie fazowe jest mniejsze od odpowiedniego napięcia trójkąta. Natomiast przekrój przewodów uzwojenia połączonego w gwiazdę musi być  $\sqrt{3}$ -krotnie większy, ponieważ prąd płynący w nim jest większy.

Trzeci układ połączeń - zygzak (symbole Z, odpowiednio Z) powstaje wtedy, gdy uzwojenia faz podzieli się na dwie jednakowe sekcje i połączy tak, jak jest to pokazane na rysunku 2.15c. Z wykresu wektorowego sił elektromotorycznych tego układu można wnosić, że w stosunku do połączenia w gwiazdę, przy jednakowej liczbie zwojów w fazie, siła elektromotoryczna układu zygzaka jest mniejsza ( $E_{fz} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{fy} = 0,866 E_{fy}$ ); wynika stąd, że połączenie zygzak jest mniej ekonomiczne. Układ ten jest również trudniejszy do wykonania, dlatego stosowany jest rzadziej, i to tylko jako uzwojenie wtórne, w przypadkach dużych asymetrii obciążeń.

Najczęściej stosowanym układem połączeń są gwiazda i trójkąt i kombinacje między nimi -  $Y_n, Y_d, Y_n d$ . Oznaczenie  $Y_n (y_n)$  wskazuje, że wspólny punkt układu gwiazdy, nazywany punktem zerowym jest wyprowadzony na tabliczkę zaciskową i może być połączony z przewodem zerowym sieci lub uziemiony.

W odróżnieniu od transformatorów jednofazowych, w których przekładnia mierzona stosunkiem napięć przy biegu jałowym jest równa stosunkowi między liczbami zwojów, w transformatorach trójfazowych nie w każdym układzie połączeń przekładnia napięciowa jest równa przekładni zwojowej  $\varnothing_z$ . Przekładnią znamionową tran-

sformatora trójfazowego nazywa się stosunek wartości znamionowych skutecznych napięć międzyprzewodowych występujących między zaciskami wyjściowymi uzwojeń wysokiego i niskiego napięcia w stanie jałowym. Pamiętając, że napięcie fazowe transformatora jest proporcjonalne do liczby zwojów, można określić związki między przekładnią znamionową (napięciową)  $\varnothing_u$  i przekładnią zwojową  $\varnothing_z$  dla różnych układów połączeń stron transformatora

$$Yy - \varnothing_u = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = \frac{\sqrt{3} U_{1nf}}{\sqrt{3} U_{2nf}} = \frac{E_{1f}}{E_{2f}} = \frac{z_1}{z_2} = \varnothing_z$$

$$Dy - \varnothing_u = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = \frac{U_{1nf}}{\sqrt{3} U_{2nf}} = \frac{E_{1f}}{\sqrt{3} E_{2f}} = \frac{z_1}{\sqrt{3} z_2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \varnothing_z$$

$$Yd - \varnothing_u = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = \frac{\sqrt{3} U_{1nf}}{U_{2nf}} = \frac{\sqrt{3} E_{1f}}{E_{2f}} = \frac{\sqrt{3} z_1}{z_2} = \sqrt{3} \varnothing_z \quad (2.3a)$$

$$Yz - \varnothing_u = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = \frac{\sqrt{3} U_{1nf}}{U_{2nf}} = \frac{E_{1f}}{\frac{\sqrt{3}}{2} E_{2f}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{z_1}{z_2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \varnothing_z$$

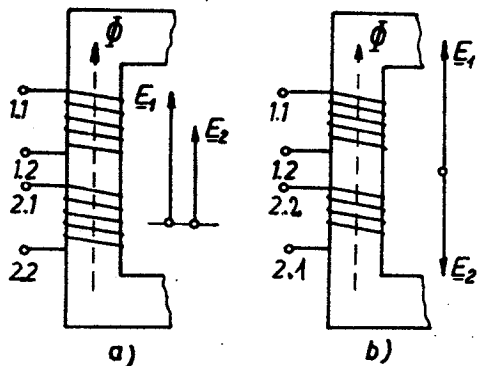
$$Dz - \varnothing_u = \frac{U_{1n}}{U_{2n}} = \frac{U_{1nf}}{\sqrt{3} U_{2nf}} = \frac{E_{1f}}{\frac{3}{2} E_{2f}} = \frac{2}{3} \frac{z_1}{z_2} = \frac{2}{3} \varnothing_z$$

#### 2.1.2.4. Grupy połączeń transformatorów

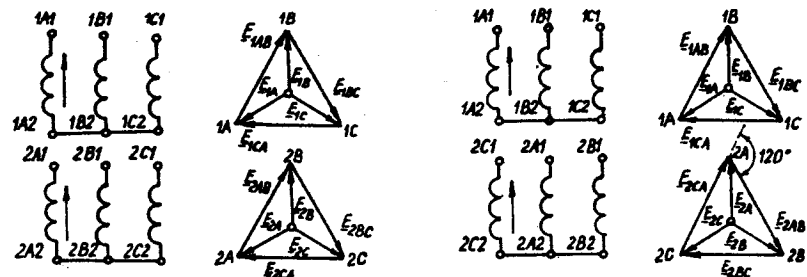
Między siłami elektromotorycznymi indukowanymi w uzwojeniach górnego i dolnego napięcia tych samych faz transformatora może istnieć przesunięcie fazowe. Przesunięcie to zależy od układów połączeń uzwojeń, od sposobu oznaczenia ich początków i końców i od zwrotu (kierunku) nawijania cewek. W teorii przyjęto każdą kombinację dwóch uzwojeń, charakteryzującą się określonym przesunięciem

fazowym między pierwotnymi i wtórnymi międzyfazowymi siłami elektromagnetycznymi, nazywać grupą połączeń transformatora. Grupy noszą liczby od 0 do 11. Cyfry te są wynikiem dzielenia wspomnianego już kąta przesunięcia fazowego przez kąt  $30^\circ$  (lub  $\frac{\pi}{6}$ ), ponieważ jest to najmniejszy kąt przesunięcia fazowego, jakim mogą się różnić dwa układy połączeń.

Na rysunku 2.16 zilustrowano powstanie dwóch możliwych grup połączeń transformatorów jednofazowych - grupy 0 i 6. Z grupy 0 można uzyskać grupę 6, jeśli przy jednakowym zwrocie nawijania uzwojeń zamieni się miejsca początku i końca jednego z nich (w tym przypadku uzwojenia wtórnego). Ten sam efekt można uzyskać, jeśli się zmieni kierunek nawijania jednego z uzwojeń, zostawiając te same oznaczenia. Na rysunku 2.17 przedstawiono wykresy wektorowe i schematy połączeń transformatora trójfazowego w układzie połączeń

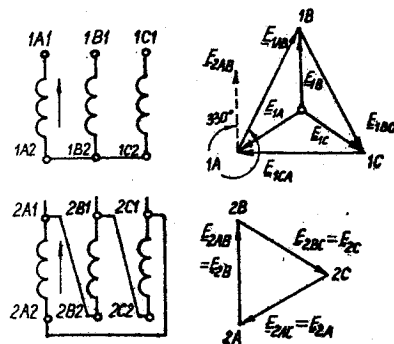


Rys.2.16. Grupy połączeń transformatora jednofazowego: a - grupa 0, b - grupa 6



Rys.2.17. Grupy połączeń transformatora trójfazowego w układzie Yy  
a - Yy0, b - Yy4

$Y_y$  przy grupach 0 i 4. Z rysunku widać wyraźnie, że przy zmianie oznaczenia powstaje nowa grupa. Na rysunku 2.18 przedstawiono schemat połączenia i wykres wektorowy grupy 11, powstałej z kombinacji układów "gwiazda" uzwojenia pierwotnego i "trójkąt" uzwojenia wtórnego, przy jednakowym kierunku nawijania.



Rys.2.18. Grupa 11 transformatora trójfazowego

Grupę połączeń transformatora oznacza się stawiając obok niej literę Y, a cyfrę bezpośrednio za literami oznaczającymi układy połączeń jego uzwojeń - np. Yy0, Yd11 itd. Wszystkie kombinacje układów połączeń typu Yy, Dd, Zz, Dz mają parzyste grupy, natomiast kombinacje typu Yd, Yz - nieparzyste.

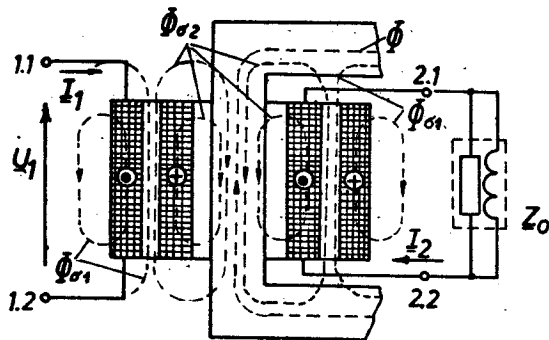
W związku z dużą liczbą możliwych grup połączeń transformatorów z jednej strony i z korzyściami wynikającymi z użycia niektórych grup z drugiej strony, normy każdego państwa wskazują grupy, które powinny być stosowane na obszarze danego kraju. Zazwyczaj obowiązujące jest stosowanie grup Yy0 i Yd11 z wyprowadzonym punktem zerowym lub bez. Oczywiście w specjalnych przypadkach dopuszcza się stosowanie i innych grup.

Grupy połączeń transformatorów mają duże znaczenie przy pracy równoległej tych urządzeń. Dlatego na tabliczce z danymi znamionowymi każdego transformatora jest wpisany symbol układów i grupy połączeń jego uzwojeń.

## 2.2. Równania, wykresy wektorowe i schemat zastępczy transformatora

### 2.2.1. Pole magnetyczne i siły elektromotoryczne transformatora

Strumień magnetyczny transformatora może być podzielony na strumień główny  $\Phi$  i strumienie rozproszenia  $\Phi_{\sigma 1}$  i  $\Phi_{\sigma 2}$  (rys.2.19).



Rys.2.19. Pole magnetyczne transformatora przy obciążeniu

Strumień magnetyczny indukcji wzajemnej  $\Phi$ , nazywany strumieniem głównym, powstaje w wyniku współdziałania dwóch uzwojeń i zamyka swoją drogę przez obwód magnetyczny transformatora.

Strumienie magnetyczne rozproszenia  $\Phi_{\sigma 1}$  i  $\Phi_{\sigma 2}$  są strumieniami samoindukcji. Każdy strumień rozproszenia jest skutkiem działania prądu przepływającego w zwojach określonego uzwojenia

i nie kojarzy się ze zwojami drugiego uzwojenia transformatora. Z tego wynika, że strumienie rozproszenia nie biorą udziału w procesie transformacji energii. Strumienie te zamykają się przeważnie przez środowisko niemagnetyczne (olej, powietrze itp.) o dużej stałej reluktancji.

Pulsujące w czasie pole magnetyczne indukuje w uzwojeniach transformatora siły elektromotoryczne, które mogą być podzielone w ten sam sposób, jak pole magnetyczne - SEM  $e_1$  i  $e_2$  od głównego strumienia magnetycznego i SEM rozproszenia  $e_{\sigma 1}$  i  $e_{\sigma 2}$ .

Wartości skuteczne sił elektromotorycznych indukowanych przez strumień główny w uzwojeniach transformatora, przy założeniu sinusoidalności tego strumienia, wynoszą:

$$E_1 = \pi \sqrt{2} f z_1 \Phi_m$$

$$E_2 = \pi \sqrt{2} f z_2 \Phi_m$$

Dla sił elektromotorycznych rozproszenia można napisać następujące równania:

$$e_{\sigma 1} = -\frac{d\psi_{\sigma 1}}{dt} = -z_1 \frac{d\phi_{\sigma 1}}{dt} = -L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt},$$

(2.4)

$$e_{\sigma 2} = -\frac{d\psi_{\sigma 2}}{dt} = -z_2 \frac{d\phi_{\sigma 2}}{dt} = -L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt},$$

gdzie:

$$L_{\sigma 1} = \frac{\psi_{\sigma 1}}{i_1} = \frac{z_1 \phi_{\sigma 1}}{i_1}; \quad L_{\sigma 2} = \frac{\psi_{\sigma 2}}{i_2} = \frac{z_2 \phi_{\sigma 2}}{i_2}$$

Przy sinusoidalnych prądach w uzwojeniach

$$i_1 = I_1 \sqrt{2} \sin \omega t$$

$$i_2 = I_2 \sqrt{2} \sin \omega t$$

siły elektromotoryczne rozproszenia będą wyrażane następującymi wzorami:

$$e_{e1} = I_1 \sqrt{2} L_{e1} \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}), \quad (2.5)$$

$$e_{e2} = I_2 \sqrt{2} L_{e2} \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}).$$

Przedstawione liczbami zespolonymi SEM rozproszenia zapisuje się w następujący sposób:

$$\begin{aligned} \underline{E}_{e1} &= -jX_{e1} I_1, \\ \underline{E}_{e2} &= -jX_{e2} I_2. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Wielkości  $X_{e1} = \omega L_{e1}$  i  $X_{e2} = \omega L_{e2}$  nazywane są reaktancjami rozproszenia uzwojeń.

### 2.2.2. Równania i wykres wektorowy transformatora

Transformatorem bazowym dla omawiania zjawisk w tego typu urządzeniach jest jednofazowy transformator dwuuzwojeniowy. Uzyskane wyniki są ważne i dla transformatora wielofazowego i w szczególności trójfazowego przy symetrycznym obciążeniu, ponieważ każdy transformator wielofazowy może być traktowany jako złożony z wielu jednofazowych.

Analiza pracy transformatora może być przeprowadzona za pomocą równań napięć i równań przepływów (sił magnetomotorycznych). Równania napięć obydwu uzwojeń można ułożyć stosując drugie prawo

Kirchhoffa oddzielnie dla uzwojenia pierwotnego i wtórnego. Bierąc pod uwagę fakt, że każde uzwojenie ma swoją rezystancję  $R_1$  lub  $R_2$  i siły elektromotoryczne indukowane w nim  $e_1$ ,  $e_{e1}$  lub  $e_2$  i  $e_{e2}$ , na podstawie rysunku 2.19 można napisać:

dla uzwojenia pierwotnego

$$u_1 + e_1 + e_{e1} = i_1 R_1, \quad (2.7)$$

dla uzwojenia wtórnego

$$e_2 + e_{e2} = u_2 + i_2 R_2. \quad (2.8)$$

Przy układaniu równań napięcia trzeba przestrzegać przyjętych w elektrotechnice teoretycznej zasad strzałkowania sił elektromotorycznych i prądów w obwodach elektrycznych z elementami indukcyjnymi. Zasady te opierają się na regułach Lenza i śruby prawoskrętnej. Zgodnie z tym siła elektromotoryczna indukcji własnej w danym uzwojeniu o prawym zwrocie nawijania jest zgodna z kierunkiem płynącego w nim prądu. Siłami elektromotorycznymi indukcji własnej w transformatorze są SEM rozproszenia  $e_{e1}$  i  $e_{e2}$ . Przyjmuje się też, że siła elektromotoryczna  $e_1$  jest tak samo SEM indukcji własnej, ponieważ w teorii zakłada się, że główny strumień transformatora jest wynikiem działania tzw. prądu magnesującego  $i_M$ , płynącego w uzwojeniu pierwotnym. Uzwojenie wtórne jest źródłem (generatorem), w związku z czym siła elektromotoryczna  $e_2$  i prąd  $i_2$  są zgodne.

Strumień magnetyczny i prądy w uzwojeniach transformatora są normalnie wielkościami sinusoidalnymi. W związku z tym równania (2.7) i (2.8) mogą być zapisane wielkościami zespolonymi i po niewielkich przekształceniach przedstawione następująco:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 R_1 + j \underline{I}_1 X_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1, \\ \underline{E}_2 &= \underline{U}_2 + \underline{I}_2 R_2 + j \underline{I}_2 X_2 = \underline{U}_2 + \underline{I}_2 \underline{Z}_2. \end{aligned} \quad (2.9)$$

gdzie:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1; \quad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2.$$

Płynące w uzwojeniach prądy tworzą siły magnetomotoryczne (SM)  $F_1 = i_1 z_1$  i  $F_2 = i_2 z_2$ . Wynikiem ich współdziałania jest strumień główny transformatora. Wypadkowa siła magnetomotoryczna (przepływ)  $F_M$ , która stanowi o tym strumieniu, wynosi:

$$\begin{aligned} F_1 + F_2 &= F_M; \\ i_1 z_1 + i_2 z_2 &= i_M z_1. \end{aligned} \quad (2.10)$$

W teorii przyjęto prąd  $i_M$  z równania (2.10) nazywać prądem magnesującym, ponieważ jest on związany z powstaniem głównego strumienia magnetycznego transformatora. Prąd  $i_M$  płynie w uzwojeniu pierwotnym, związanym ze źródłem zasilania, dostarczającym niezbędną dla magnesowania moc bierną.

Jeśli przyjmie się, że prąd magnesujący  $i_M$  jest wielkością sinusoidalną, równanie (2.10) można zapisać symbolicznie, wielkościami zespolonymi:

$$\underline{I}_1 z_1 + \underline{I}_2 z_2 = \underline{I}_M z_1. \quad (2.11)$$

Równanie (2.10) lub (2.11) jest trzecim podstawowym równaniem transformatora. Jest to równanie sił magnetomotorycznych. Jeśli obie

jego strony podzieli się przez  $z_1$ , otrzymuje się równanie prądów:

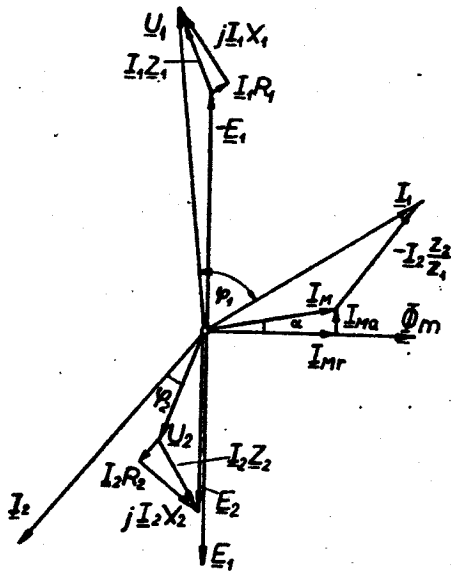
$$\underline{I}_1 = \underline{I}_M + (-\underline{I}_2 \frac{z_2}{z_1}). \quad (2.12)$$

Równanie to wskazuje, że przy obciążeniu transformatora prąd jego uzwojenia pierwotnego może być traktowany jako złożony z dwóch składowych. Jedną z nich to prąd magnesujący  $\underline{I}_M$ , a druga nazywana składową (lub prądem) obciążenia, to prąd  $(-\underline{I}_2 \frac{z_2}{z_1})$ .

W stanie pracy ustalonej, przy zasilaniu z sieci o napięciu sinusoidalnym, strumień magnetyczny transformatora i prądy jego uzwojeń są wielkościami sinusoidalnymi. W związku z tym w równaniach napięć  $\times$  (2.9), sił magnetomotorycznych  $\times$  (2.11) i prądów  $\times$  (2.12) stosuje się wielkości zespolone. Jeżeli liczby zespolone występujące w nich przedstawi się wektorami, wówczas uzyskuje się wykres wektorowy transformatora. Wykres ten jest odwzorowaniem graficznym jego równań.

Na rysunku 2.20 przedstawiono wykres wektorowy transformatora obniżającego napięcie przy mieszanym, indukcyjno-czynnym, obciążeniu. Do narysowania wykresu potrzebne są, oprócz wielkości wyjściowych, parametry uzwojeń - ich rezystancje i reaktancje. Przy zadanych, jako wyjściowych, wielkościach wtórnych - prąd  $I_2$ , napięcie  $U_2$  i kąt przesunięcia fazowego między nimi  $\varphi_2$ , ułożenie wykresu wektorowego wykonuje się w kolejności wskazanej przez równania transformatora. Do wektora napięcia wtórnego  $\underline{U}_2$  dodaje się wektor spadku napięcia w uzwojeniu wtórnym -  $\underline{I}_2 \underline{Z}_2 = \underline{I}_2 R_2 + j \underline{I}_2 X_2$ , w wyniku czego uzyskuje się wektor siły elektromotorycznej  $\underline{E}_2$ . W tym samym kierunku co wektor  $\underline{E}_2$  znajduje się wektor siły elektromotorycznej uzwojenia pierwotnego  $\underline{E}_1 = \dot{U} \underline{E}_2$ . Wektor strumienia głównego wyprzedza wektory sił elektromotorycznych o kąt  $\frac{\pi}{2}$ . Wektor prądu magnesującego  $\underline{I}_M$  wyprzedza wektor strumienia. Kąt jego przesunięcia





Rys.2.20. Wykres wektorowy transformatora

toru pierwotnej siły elektromotorycznej wziętej ze znakiem minus ( $-E_1$ ) i z wektora spadku napięcia w uzwojeniu pierwotnym  $-I_1 Z_1 = -I_1 R_1 + j I_1 X_1$ . Współczynnik mocy  $\cos \varphi_1$  wyznacza się z kąta  $\varphi_1$  między wektorami  $U_1$  i  $I_1$ .

### 2.2.3. Schemat zastępczy transformatora

#### 2.2.3.1. Sprowadzenie uzwojeń transformatora

Sprowadzenie uzwojenia, które ma liczbę zwojów  $z_1$  do uzwojenia o liczbie zwojów  $z$  oznacza zastąpienie go innym, fikcyjnym

fazowego  $\alpha$  nazywany jest kątem strat.

Prąd magnesujący może być przedstawiony przez dwie składowe -  
 - bierną  $I_{Mr}$ , w fazie ze strumieniem głównym transformatora  $\Phi_m$  i czynną  $I_M$ , - wyprzedzającą go o kąt  $\alpha$ .  
 Do prądu magnesującego dodaje się ze znakiem ujemnym wektor  $I_2 \frac{z_2}{z_1}$  (2.12). Ich suma określa, wartością i fazą, prąd uzwojenia pierwotnego transformatora. Napięcie pierwotne  $U_1$  jest sumą, składającą się z wek-

uzwojeniem o liczbie zwojów  $z'_1 = z$ . Przy tym uzwojenie sprowadzone powinno zachować wszystkie parametry energetyczne i fazowe rzeczywistego, sprowadzanego uzwojenia. W teorii transformatorów zazwyczaj sprowadza się uzwojenia wtórne do uzwojenia pierwotnego, wszelkie wielkością związane z uzwojeniem sprowadzonym nazywane są wielkościami (parametrami) sprowadzonymi i oznaczone są przeważnie znakiem "prym" -  $I'_2, U'_2, R'_2, X'_2, Z'_2$ . Parametry obwodu wtórnego transformatora sprowadzonego zmieniają się w taki sposób, aby był on równorzędny rzeczywistemu i miał taką samą moc, straty i współczynnik mocy. W ten sposób rzeczywisty transformator o przekładni  $\vartheta = \frac{z_1}{z_2}$  zastępuje się fikcyjnym, sprowadzonym o przekładni

$$\vartheta' = \frac{z_1}{z_2} = \frac{z_1}{z_1} = 1$$

Sprowadzone uzwojenie wtórne ma  $z'_2 = z_1 = \vartheta z_2$  zwojów. W takim samym stosunku zmieniają się  $E_2$  i  $U_2$  (2.2 i 2.3). W takim razie:

$$E'_2 = \vartheta E_2; U'_2 = \vartheta U_2 \quad (2.13)$$

Sprowadzony prąd  $I'_2$  wyznacza się z warunku jednakowej mocy przy jednakowym  $\cos \varphi_2$ :

$$U'_2 I'_2 = U_2 I_2$$

skąd wynika, że

$$I'_2 = \frac{1}{\vartheta} I_2$$

$$I_2' = \frac{1}{\sigma} I_2 \quad (2.14)$$

Straty elektryczne w uzwojeniu sprowadzonym powinny być takie same jak w uzwojeniu rzeczywistym

$$I_2'^2 R_2' = I_2^2 R_2,$$

skąd

$$R_2' = \sigma^2 R_2 \quad (2.15)$$

Sprowadzony transformator powinien mieć takie same reaktancje jak rzeczywisty. Ponieważ permeancja  $\Lambda_{\mu\sigma}$  strumieni rozproszenia zostaje niezmienną, indukcyjność własna uzwojenia sprowadzonego wyniesie:

$$L_{12}' = Z_2'^2 \Lambda_{\mu\sigma} = \sigma^2 Z_2^2 \Lambda_{\mu\sigma} = \sigma^2 L_{12}$$

Reaktancja rozproszenia wyrażana jest wzorem  $X = \omega L$ , z czego wynika, że reaktancja uzwojenia sprowadzonego będzie

$$X_2' = \sigma^2 X_2 \quad (2.16)$$

Z (2.15) i (2.16) wynika bezpośrednio, że

$$Z_2' = \sigma^2 Z_2 \quad (2.17)$$

Analogicznie dla sprowadzonej impedancji obciążenia można napisać:

$$Z_0' = \sigma^2 Z_0 \quad (2.18)$$

gdzie  $Z_0$  jest impedancją rzeczywistego obciążenia.

Równania transformatora sprowadzonego są podobne do równań transformatora niesprowadzonego. Ponieważ  $I_2' = \frac{I_2}{\sigma} = \frac{Z_2}{Z_1} I_2$  równanie (2.12) uzyskuje postać:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_M + (-\underline{I}_2') \quad (2.19)$$

lub

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_M \quad (2.20)$$

Po zastąpieniu wielkości obwodu wtórnego występujących w równaniu (2.9) wielkościami sprowadzonymi (2.13 - 2.17), równania napięć transformatora sprowadzonego zapisuje się w następującej postaci:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1$$

$$\underline{E}_2' = \underline{E}_2 + \underline{I}_2' \underline{Z}_2' \quad (2.21)$$

Sprowadzenie uzwojeń transformatora pozwala wyrażać występujące w nim wielkości i parametry jednakowymi lub bliskimi co do wartości liczbami i wektorami. Fakt ten ułatwia cały szereg obliczeń, porównań, a w szczególności ułożenie wykresów wektorowych. Po sprowadzeniu transformatora równanie sił magnetomotorycznych przekształca się w równanie prądów, co oznacza zastąpienie skojarzenia magnetycznego połączeniem galwanicznym. Jest to punktem wyjściowym do sporządzenia elektrycznego schematu zastępczego transformatora.

### 2.2.3.2. Schemat zastępczy transformatora

Elektryczny schemat zastępczy transformatora można sporządzić wykorzystując równania transformatora sprowadzonego:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 &= \underline{I}_M \\ \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 Z_1 \\ \underline{E}'_2 &= \underline{U}'_2 + \underline{I}'_2 Z'_2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Siły elektromotoryczne, indukowane w uzwojeniach transformatora przez strumień główny  $\phi$  można wyrazić spadkiem napięcia spowodowanym prądem magnesującym  $I_M$  na pewnej reaktancji  $X_M$ :

$$\underline{E}_1 = \underline{E}'_2 = -j \underline{I}_M X_M$$

Reaktancja  $X_M$  zależy bezpośrednio od permeancji obwodu magnetycznego transformatora  $X_M = \omega Z_1 \Lambda_\mu$ . Przy obecności strat w żelazie i w dielektryku kąt przesunięcia fazowego między prądem magnesującym  $I_M$  i SEM  $E_1 = E_2$  wzrasta i zamiast  $\frac{\pi}{2}$  staje się  $\frac{\pi}{2} + \alpha$  (rys. 2.20). Aby uwzględnić ten fakt należy zastąpić  $X_M$  impedancją  $Z_M$ , w związku z czym:

$$\underline{E}_1 = \underline{E}'_2 = -\underline{I}_M Z_M \quad (2.23)$$

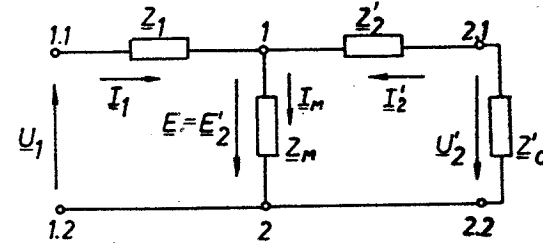
Biorąc pod uwagę, że

$$\underline{U}'_2 = \underline{I}'_2 Z'_2 \quad (2.24)$$

po rozwiązaniu układu równań (2.22) z uwzględnieniem (2.23) i (2.24) otrzymuje się:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left[ Z_1 + \frac{Z_M (Z'_2 + Z'_0)}{Z_M + Z'_2 + Z'_0} \right] = \underline{I}_1 Z_w \quad (2.25)$$

Struktura wyrażenia w nawiasach kwadratowych wskazuje, że impedancja wypadkowa  $Z_w$  transformatora jest impedancją połączenia szeregowo-równoległego, którego schemat jest przedstawiony na rysunku 2.21. Schemat ten spełnia warunki równań wyjściowych:



Rys. 2.21. Schemat zastępczy transformatora

obwód 1.1-1-2-1.2 - równania napięć strony pierwotnej, oczko 1-2-2.2-2.1 - napięć wtórnych, a węzły 1 i 2 - równania prądów. Z tego wynika, że wykorzystując ten schemat można wyznaczyć wszelkie relacje między prądami i napięciami transformatora. Z tego względu schemat ten nosi nazwę elektryczny schemat zastępczy, lub tylko schemat zastępczy transformatora. Spośród parametrów schematu parametry  $Z_1$  i  $Z'_2$  są wielkościami stałymi, niezależnymi od obciążenia. Natomiast impedancja  $Z_M$  zależy od wartości głównego strumienia magnetycznego tzn. od prądu magnesującego. Zmiany  $Z_M$  nie są jednak duże i można przyjąć, że przy zmianie prądu  $I_1$  w dość szerokim zakresie wartość  $Z_M$  zostaje taka sama ( $Z_M \approx \text{const}$ ).

Ze schematu zastępczego można wyciągnąć wniosek, że w rozwiązaniach teoretycznych transformator może być traktowany jako czwórnik z zastrzeżeniem o zmienności impedancji  $Z_M = f(I_M)$ .

Schemat zastępczy jest najprostszym odwzorowaniem obwodowym transformatora. Energetycznie schemat ten zastępuje transformator: Moce i straty są takie same jak w transformatorze rzeczywistym

przy takim samym obciążeniu. W zakończeniu należy wspomnieć, że powyższy schemat zastępczy (rys.2.21) nie jest jedynym jaki można sporządzić dla tego układu równań, jednakże w teorii transformatorów jest on najczęściej stosowany; często nazywa się go schematem zastępczym "T" (czwórnik typu T).

### 2.3. Stan jałowy i zwarcie ustalone transformatora. Właściwości transformatorów trójfazowych

#### 2.3.1. Stan jałowy transformatorów

Stan jałowy transformatora jest to taki stan pracy, przy którym uzwojenie pierwotne jest włączone w sieć zasilającą, a uzwojenie wtórne jest otwarte i prąd w nim nie płynie -  $I_2 = 0$  (impedancja obciążenia  $Z_0 = \infty$ ).

Równania (2.22) uzyskują postać:

$$\begin{aligned} I_{10} &= I_M \\ U_1 &= -E_1 + I_{10} Z_1 = -E_1 + I_M Z_1 = I_M (Z_M + Z_1) \\ U_2 &= E_2 = E_1 \end{aligned} \quad (2.26)$$

Prąd  $I_{10}$  w uzwojeniu pierwotnym przy stanie jałowym transformatora jest równy prądowi magnesującemu  $I_M$ . Prąd ten jest bardzo mały: przy zasilaniu napięciem znamionowym wynosi zaledwie  $I_{10} = (0,02 + 0,1) I_{1n}$ , przy czym małe wartości odnoszą się do większych transformatorów ( $I_{1n}$  jest prądem znamionowym strony pierwotnej). Spadek napięcia w uzwojeniu pierwotnym w tym przypadku jest też bardzo mały. Zazwyczaj  $I_{10} Z_1 \approx (0,006 + 0,003) U_1$ . W związku z tym można przyjąć, że

$$U_1 \approx -E_1 \quad (2.27)$$

Ponieważ siła elektromotoryczna uzwojenia pierwotnego wyrażana jest równaniem

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -Z_1 \frac{d\phi}{dt}$$

napięcie pierwotne w takim przypadku wyniesie:

$$U_1 = \frac{d\Psi_1}{dt} = Z_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.28)$$

Z równań (2.27) i (2.28) wynika, że przy zasilaniu transformatora napięciem sinusoidalnym jego główny strumień magnetyczny i indukowane w nim siły elektromotoryczne są też sinusoidalne. Przy tym strumień magnetyczny jest opóźniony w czasie w stosunku do napięcia zasilającego o kąt  $\frac{\pi}{2}$ .

Sposób w jaki zmienia się w czasie prąd magnesujący zależy od właściwości obwodu magnetycznego transformatora. Jak wiadomo, obwód ten składa się z materiału ferromagnetycznego i niewielkich szczelin powietrznych między kolumnami i jarzmami. Stosując drugie prawo Kirchhoffa, w odniesieniu do obwodu magnetycznego transformatora jednofazowego można zapisać:

$$I_M Z_1 = \phi \sum Z_{Mi} \quad (2.29)$$

gdzie:

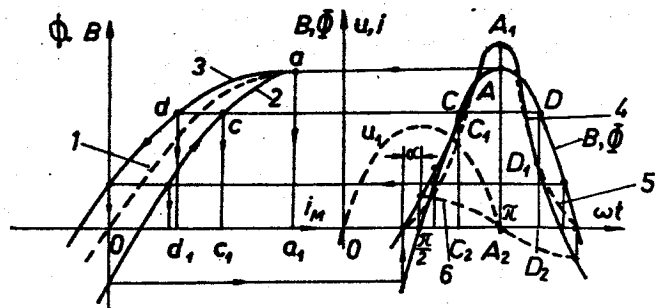
$$Z_{Mi} = \frac{l_i}{\mu_i S_i} \quad (2.30)$$

jest zespoloną reluktancją dowolnego odcinka obwodu magnetycznego. Reluktancja  $Z_M$  materiałów ferromagnetycznych jest wielkością zmieniającą się w zależności od indukcji magnetycznej odcinka, ponieważ przenikalność magnetyczna  $\mu$  jest funkcją nieliniową natężenia pola magnetycznego i strat histerezy. Zespoloną przenikalność magnetyczną można wyrazić wzorem

$$\mu = \mu(H)e^{\Psi} \quad (2.31)$$

gdzie argument  $\Psi$  jest proporcjonalny do strat histerezy materiału.

Obwód magnetyczny każdego transformatora składa się prawie wyłącznie z materiału ferromagnetycznego. Fakt ten powoduje, że analityczne wyznaczanie prądu magnesującego przez rozwiązanie równania (2.29) staje się bardzo trudne. Zależność  $i_M = f(t)$  można natomiast wyznaczyć stosunkowo łatwo drogą graficzną przy zadanej tzw. charakterystyce magnesowania  $\phi = f(i_M)$ .



Rys.2.22. Prąd magnesujący transformatora

Na rysunku 2.22 przedstawiono podobne rozwiązanie. Na tym rysunku linia 1 reprezentuje "idealną" krzywą magnesowania obwodu magnetycznego transformatora (bez strat histerezy), linie 2 i 3 tworzą dynamiczną pętlę histerezy rdzenia, która jest skutkiem zjawiska histerezy i oddziaływania prądów wirowych, natomiast krzywe 4, 5 i 6 przedstawiają prąd magnesujący i jego składowe w funkcji czasu. Na rysunku występują też przebiegi zadane -  $u_1 = f(t)$  i  $\phi = f(t)$ , przesunięte o kąt  $\frac{\pi}{2}$ . Rozwiązanie równania (2.29) za pomocą wyżej wymienionych i dostępnych krzywych wykonuje się w następujący sposób: zadanej indukcji  $\overline{AA}_2 = \overline{aa}_1$  odpowiada prąd  $\overline{Oa}_1 = \overline{A_1A_2}$ , innej indukcji  $\overline{CC}_2 = \overline{cc}_1$  (przy narastaniu strumienia wykorzystuje się gałąź wzrastającą 2 pętli histerezy) odpowiada prąd  $\overline{OC}_1 = \overline{C_1C_2}$  itd. W ten sposób, wykorzystując rzeczywistą krzywą magnesowania, uzyskuje się krzywą 4 prądu magnesującego  $i_M = f(t)$ . Przebieg prądu  $i_M = f(t)$  przy sinusoidalnym w czasie strumieniu różni się zasadniczo od sinusoidy. Wyprzedza on niewiele - o kąt  $\alpha$  strumień magnetyczny. Jeśli w materiale magnetycznym nie występują straty (krzywa 1), prąd magnesujący 5 jest też niesinusoidalny lecz jest w fazie ze strumieniem magnetycznym. Amplituda prądu magnesującego będzie tym większa, im bardziej nasycony jest obwód magnetyczny transformatora, gdy punkt a znajduje się daleko poza kolanem krzywej magnesowania.

Na przedstawionym rysunku jest jeszcze jeden prąd. Prezentuje go linia 6, rzędne której są różnicami między rzędnymi linii 4 i 5. Prąd ten jest prawie sinusoidalny, wyprzedza strumień o kąt  $\frac{\pi}{2}$  i jest w fazie z napięciem. Z tego wynika, że prąd magnesujący transformatora może być traktowany jako złożony z dwóch składowych. Pierwsza -  $i_{Mr}$  - opóźniająca się w stosunku do napięcia zasilającego o kąt  $\frac{\pi}{2}$  i w fazie ze strumieniem magnetycznym - nazywana jest składową bierną ( $P_r = U_1 I_{Mr} \cos \frac{\pi}{2} = 0$ ;  $Q_r = U_1 I_{Mr} \sin \frac{\pi}{2} = U_1 I_{Mr} \neq 0$ ). Składowa ta "wytwarza" strumień magnetyczny. Druga

składowa -  $i_{Ma}$  jest składową czynną, ponieważ jest w fazie z napięciem zasilającym i  $P_a = U_1 I_{Ma} \cos 0 = U_1 I_{Ma} \neq 0$ , natomiast  $Q_a = U_1 I_{Ma} \sin 0 = 0$ . Moc czynna, którą ten prąd wytwarza, równa jest stratom w stali transformatora (od histerezy i prądów wirowych).

Składowa bierna  $i_{Mr}$  prądu magnesującego jest silnie niekształcona. Kształt jej tym bardziej różni się od sinusoidy, im obwód magnetyczny transformatora jest więcej nasycony. Jako wielkość okresowa, prąd  $i_{Mr}$  może być przedstawiony szeregiem Fouriera o nieparzystych składowych:

$$i_{Mr} = \sum_{v=2k+1} (-1)^k i_{Mrv} \sin v \omega t, \quad k=0,1,2,\dots \quad (2.32)$$

W szeregu tym dużą rolę odgrywają, oprócz pierwszej, trzecia i piąta harmoniczna. Jako wielkość niesinusoidalna prąd magnesujący nie może występować w równaniach, w których stosowane są wielkości zespolone (2.19, 2.22 czy 2.23), ani w wykresach wektorowych. Niedogodności tego typu można uniknąć przez zastosowanie we wszystkich tych przypadkach pierwszych harmonicznych prądu magnesującego  $i_{M1}$  i jego składowej biernej  $i_{Mr1}$  lub przez zastąpienie ich sinusoidami zastępczymi. Wartość skuteczna składowej biernej prądu magnesującego, która jest jednocześnie wartością skuteczną, jej zastępczej sinusoidy, można przedstawić równaniem

$$I_{Mr} = \sqrt{\sum_{v=2k+1} I_{Mrv}^2}, \quad k=0,1,2,\dots \quad (2.33)$$

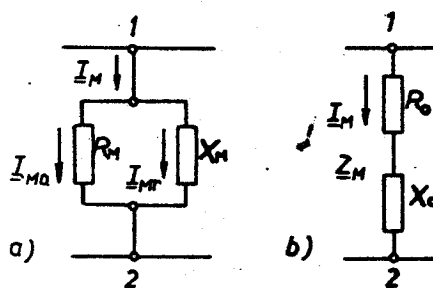
Składowa czynna  $i_{Ma}$  tegoż prądu jest w przybliżeniu sinusoidalna. W konsekwencji dla prądu magnesującego transformatora będzie ważna równość (sinusoidy zastępcze):

$$I_M = I_{Mr} + I_{Ma} \quad (2.34)$$

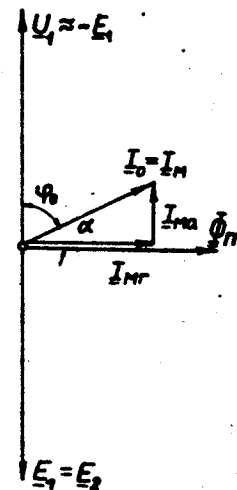
Równanie (2.34) wskazuje, że impedancja  $Z_M$  schematu zastępczego transformatora może być traktowana jako połączenie równoległe rezystancji  $R_M$  i reaktancji  $X_M$ , w których płyną poszczególne składowe prądu magnesującego (rys.2.23a). Bardzo często jednak, dla ułatwienia manipulacji przy użyciu schematu zastępczego, impedancję  $Z_M$  przedstawia się szeregowym połączeniem dwóch elementów  $R_0$  i  $X_0$  (rys.2.23b), przy czym oczywiście

$$Z_M = R_0 + jX_0$$

Związek między parametrami połączenia szeregowego i równoległego jest znany z teorii obwodów:



Rys.2.23. Schemat gałęzi magnesującej transformatora



Rys.2.24. Wykres wektorowy stanu jałowego transformatora

$$R_0 = \frac{R_M X_M^2}{Z_M^2}; \quad X_0 = \frac{X_M R_M^2}{Z_M^2}$$

gdzie  $Z_M$  jest modułem impedancji  $Z_M$ . Ponieważ w normalnie istniejących transformatorach  $R_M \gg X_M$  ( $I_{MA} \ll I_{Mr}$ ), w przybliżeniu można zapisać:

$$R_0 \approx \frac{X_M^2}{R_M}; \quad X_0 \approx X_M$$

W większości przypadków przyjmuje się  $R_0 = 0$ . Pomijanie  $R_0$  oznacza, że  $R_M$  jest bardzo duże ( $R_M = \infty$ ), z czego wynika, że składowa czynna prądu magnesującego  $I_{MA}$  i straty w obwodzie magnetycznym są bardzo małe.

Wykres wektorowy transformatora w stanie jałowym przedstawiony jest na rysunku 2.24. Sporządzony został on na podstawie równań (2.26) i (2.34), przy czym, ponieważ spadek napięcia  $Z_1 I_0$  ( $Z_1$  - moduł  $Z_1$ ) jest bardzo mały, przyjęto  $\underline{U}_1 = -\underline{E}_1$  (2.27).

Moc czynna pobierana z sieci zasilającej w stanie jałowym transformatora wyrażana jest równaniem:

$$P_0 = m U_1 I_{10} \cos \varphi_0 = \Delta P_{Fe} + m I_{10}^2 R_1 \quad (2.35)$$

gdzie  $\Delta P_{Fe}$  to straty w stali obwodu magnetycznego, a  $m$  - liczba faz transformatora. W transformatorach energetycznych  $\Delta P_{Fe} \gg I_{10}^2 R_1$ . Z tego można wnioskować, że moc, którą transformator pobiera z sieci w stanie jałowym, równa jest w przybliżeniu stratom magnetycznym jego rdzenia. W transformatorach małej mocy straty w uzwojeniu nie mogą być jednak pominięte, ponieważ rezystancje ich uzwojeń są stosunkowo duże.

Pod względem energetycznym w stanie jałowym nie występuje transformacja energii, właściwa transformatorowi obciążonemu. Moc pobierana ze strony pierwotnej w tym stanie ma charakter prawie bierny. Moc ta potrzebna jest na wytworzenie strumienia. Występująca przy tym niewie-

ka moc czynna, którą transformator pobiera z sieci, pokrywa głównie straty występujące przy magnesowaniu przemiennym żelaza, tj. straty na prądy wirowe i na histerezę.

Ze względu na bardzo małe spadki napięcia w stanie jałowym transformatora można z dużym przybliżeniem uważać, że:

$$U_1 \approx E_1 \quad \text{i} \quad E_2 = U_{20}$$

Z tych zależności wynika, że w stanie jałowym można wyznaczyć eksperymentalnie przekładnię transformatora jako stosunek zmierzonych napięć strony pierwotnej i wtórnej:

$$\vartheta \approx \frac{U_1}{U_{20}}$$

W stanie jałowym można wyznaczyć eksperymentalnie również jeden z podstawowych parametrów schematu zastępczego - impedancję  $Z_M$  i jej składowe  $R_M$  i  $X_M$ .

### 2.3.2. Zwarcie ustalone transformatora

Zwarcie nazywa się taki stan pracy transformatora, w którym jedno z uzwojeń jest zasilane (np. uzwojenie pierwotne), a drugie zwarte przez bardzo małą impedancję, wielokrotnie mniejszą od impedancji własnej uzwojenia zwanego, tak że jej wartość można praktycznie uznać za równą zero ( $Z_0 \approx 0$ ).

Transformator jest więc w stanie zwarcia w przypadku, kiedy  $U_2 = 0$ . Równania odwzorowujące stan zwarcia ustalonego są:

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 &= -\underline{E}_2 + \underline{I}_2 Z_2 = \underline{I}_M Z_M + \underline{I}_1 Z_1 \\ \underline{E}_2' &= \underline{I}_2 Z_2' \\ \underline{I}_1 &= \underline{I}_M - \underline{I}_2' \end{aligned} \quad (2.36)$$

Istnieją dwa rodzaje zwarć transformatora. Jeden to z w a r c i e e k s p l o a t a c y j n e (awaryjne, udarowe), które występuje niespodziewanie, przypadkowo, przy znamionowym napięciu zasila-

nia. W tym przypadku prądy w uzwojeniach są bardzo duże - 20 + 30 razy większe od prądów znamionowych. Zwarcie awaryjne jest zjawiskiem bardzo niebezpiecznym dla transformatora, ponieważ jego uzwojenia są narażone na oddziaływanie wielkich sił mechanicznych. Występuje też silne nagrzewanie uzwojeń. Drugi rodzaj zwarcia uzyskuje się przy obniżonym napięciu, bez zjawisk przejściowych, przy prądach w uzwojeniach nie przewyższających wartości znamionowych. Stan tego typu zwarcia nosi nazwę **z w a r c i e u s t a l o n e** transformatora. Zwarcie ustalone wykorzystuje się do badania transformatorów, do wyznaczenia napięcia zwarcia  $u_z$  i strat w uzwojeniach.

**N a p i ę c i e z w a r c i a.** Wartość napięcia zasilania, przy której w uzwojeniu strony zasilanej transformatora zwartego płynie prąd znamionowy  $I_n$ , nazywa się napięciem zwarcia transformatora. Oznacza się je normalnie przez  $U_{zn}$ . Napięcie zwarcia w jednostkach względnych lub jako wartość procentową napięcia znamionowego podaje się na tabliczce znamionowej

$$u_z = \frac{U_{zn}}{U_n} \quad \text{lub} \quad u_z\% = \frac{U_{zn}}{U_n} \cdot 100 \quad (2.37)$$

Wartości procentowego napięcia zwarcia transformatorów energetycznych zawierają się w granicach  $u_z\% = 5 + 15\%$ , przy czym wartości większe odnoszą się do transformatorów o dużej mocy i o wysokim napięciu. Względne napięcie zwarcia jest znaczącą wielkością transformatora, dlatego jego wartość jest podawana na tabliczce znamionowej.

Niewielka wartość napięcia zwarcia i fakt, że  $E_2' = I_2' Z_2'$  (2.36) wskazują, że siły elektromotoryczne indukowane strumieniem głównym w uzwojeniach transformatora są bardzo małe. Z tego wynika, że strumień główny transformatora jest też bardzo mały, a z tego powodu prąd magnesujący  $I_M$  może być pominięty. W takim przypadku równanie prądów uzyskuje postać:

$$-I_1 = -I_2' \quad (2.38)$$

Biorąc pod uwagę, że

$$E_2' = E_1 = I_2' Z_2' = -I_1 Z_2' \quad (2.39)$$

z równań napięć transformatora można napisać:

$$U_2 = I_1 Z_1 + I_1 Z_2' = I_1 Z_z \quad (2.40)$$

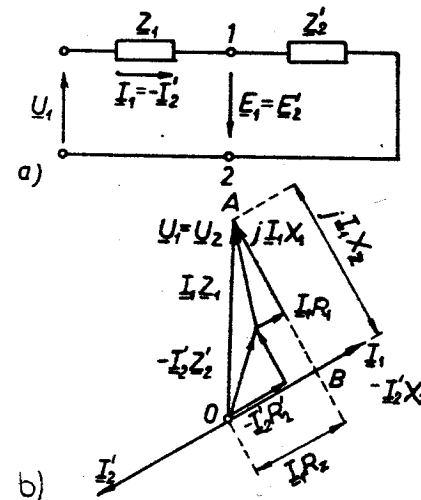
W równaniu (2.40)  $Z_z$  jest impedancją zwarcia transformatora, która wynosi:

$$Z_z = Z_1 + Z_2' = R_z + jX_z \quad (2.41)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} R_z &= R_1 + R_2' \\ X_z &= X_1 + X_2' \end{aligned} \quad (2.42)$$

są parametrami zwarcia transformatora.



Rys.2.25. Schemat zastępczy (a) i wykres wektorowy (b) transformatora przy zwarciu ustalonym

Równania (2.38) i (2.40) pozwalają stworzyć schemat zastępczy transformatora dla stanu zwarcia, który jest przedstawiony na rysunku 2.25a i narysować jego wykres wektorowy (rys.2.25b). Wykres wektorowy napięć transformatora przy zwarciu jest trójkątem prostokątnym



kątnym (OBA na rys. 2.25b) nazywanym **t r ó j k ą t e m z w a r c i a**. Przyprostokątne trójkąta reprezentują czynny i bierny spadki napięcia w uzwojeniach transformatora, natomiast przeciwprostokątna - napięcie zwarcia  $U_1 = U_2$ . Przy  $I_1 = I_{1n}$  można napisać

$$U_2 = U_{zn} = I_{1n} Z_z \quad (2.43)$$

lub w jednostkach względnych

$$u_z = \frac{I_{1n} Z_z}{U_{1n}} = \frac{I_{1n} U_{1n}}{U_{1n}^2} Z_z = \frac{S_n}{U_{1n}^2} Z_z \quad (2.44)$$

gdzie:

$Z_z$  - moduł impedancji zwarcia transformatora,

$S_n = U_{1n} I_{1n}$  - znamionowa moc pozorna transformatora.

Z trójkąta zwarcia przy prądzie znamionowym można wyznaczyć także i składowe napięcia zwarcia - czynną  $u_{za}$  i bierną  $u_{zr}$ :

$$u_{za} = \frac{I_{1n} R_z}{U_{1n}} \quad \text{i} \quad u_{zr} = \frac{I_{1n} X_z}{U_{1n}} \quad (2.45)$$

Stosunek między wartościami składowych napięcia zwarcia dla realnie istniejących transformatorów wynosi  $\frac{u_{zr}}{u_{za}} = 1,5 + 15$ , przy czym mniejsze wartości odnoszą się do transformatorów małej mocy.

Jak wyżej wspomniano, napięcie zwarcia jest parametrem o dużym znaczeniu dla transformatora. Służy ono do określenia możliwości współpracy danego transformatora z innymi transformatorami oraz do wyznaczania prądów zwarcia udarowego transformatora. Praca równoległa transformatorów jest omawiana w jednym z dalszych rozdziałów

niniejszej książki, zaś zwarcia awaryjne nie są przedmiotem analizy w tym podręczniku. Dlatego w tym miejscu można podać tylko parę ogólnych wiadomości na ten temat. Zwarcie awaryjne ma miejsce przy normalnym napięciu zasilania, w większości przypadków równym znamionowemu. W związku z tym warto by było określić przede wszystkim prąd zwarcia ustalonego przy zasilaniu napięciem znamionowym. Prąd ten wyznacza się na podstawie równań (2.40) i (2.44), z których wynika, że wynosi on:

$$I_{zn} = \frac{U_{1n}}{Z_z} = \frac{I_n}{u_z} = I_n \frac{100}{u_z \%} \quad (2.46)$$

Z równania (2.46) wynika, że prąd zwarcia ustalonego, mającego miejsce przy napięciu znamionowym, jest wielokrotnie większy od prądu znamionowego (np. przy  $u_z \% = 5\%$  wynosi  $20 I_n$ ). Nie wdając się w szczegóły teorii stanów przejściowych transformatora, można przyjąć, że prąd udarowy, tzn. największe uderzenie prądu przy zwarcu awaryjnym, określa się wzorem:

$$I_{ud} = k_{ud} \sqrt{2} \left( I_n \frac{100}{u_z \%} \right) \quad (2.47)$$

Współczynnik  $k_{ud}$  w (2.47) mieści się w granicach  $1 < k_{ud} < 2$ , przy czym przy dużych transformatorach jest bliski 2, a przy małych niewiele przekracza 1. Z równania (2.47) widać, że prądy udarowe przy zwarcu awaryjnym transformatora osiągają wartości wielokrotnie większe od prądów zwarcia ustalonego -  $I_{ud} = (1,5 + 3) I_{zn}$  i tym samym parędziesiąt razy większych od prądu znamionowego.

Straty zwarcia. Moc, którą transformator pobiera z sieci przy zwarciu ustalonym -

$$P_z = m U_z I_1 \cos \varphi_z \quad (2.48)$$

pokrywa straty elektryczne w uzwojeniach, straty dodatkowe od prądów wirowych indukowanych strumieniami rozproszenia w przewodach uzwojeń i w innych częściach konstrukcji transformatora oraz straty w żelazie od strumienia głównego. Te ostatnie są bardzo małe, ponieważ wartość indukcji magnetycznej w rdzeniu transformatora jest nieznaczna. Dlatego też straty te są zawsze pomijane. W związku z tym moc zwarcia może być przedstawiona równaniem:

$$P_z = \Delta P_e = m I_1^2 (R_1 k_{r1} + R_2' k_{r2}) \quad (2.49)$$

W równaniu (2.47)  $k_{r1}$  i  $k_{r2}$  są współczynnikami uwzględniającymi straty dodatkowe od prądów wirowych w uzwojeniach ( $k_{r1} > 1$ ;  $k_{r2} > 1$ ). Straty dodatkowe w częściach konstrukcji (kadź, jej pokrywa i inne części) wyznacza się wzorami przybliżonymi. Równanie (2.49) wskazuje, że pobierana przez transformator moc w stanie zwarcia równoważy, z dużym przybliżeniem, straty w jego uzwojeniach.

### 2.3.3. Właściwości transformatorów trójfazowych

Omówione wyżej zagadnienia stanu jałowego i stanu zwarcia jedno-fazowych transformatorów dwuuzwojeniowych można rozszerzyć na transformatory wielofazowe, a w szczególności na trójfazowe, ponieważ mogą one być traktowane jako złożone z transformatorów jedno-fazowych. Podejście takie jest jednak dopuszczalne tylko pod warunkiem, że w obu stanach napięcia zasilania tworzą układ symetryczny, a w przypadku zwarcia, że zwarcie jest też symetryczne.

Symetryczne zwarcie ustalone transformatora wielofazowego nie różni się od podobnego stanu transformatora jedno-fazowego. Pomiary mogą być przeprowadzone na jednej z faz i rozszerzane na cały transformator.

Stan jałowy transformatorów trójfazowych ma pewne charakterystyczne właściwości, odgrywające znaczącą rolę przy pracy transformatora. Źródłem tych osobliwości jest istniejące w transformatorach nasycenie obwodu magnetycznego i wywodzące się z tego silne niekształcenie przebiegu prądu magnesującego.

Zgodnie z równaniem (2.32) składowe bierne prądu magnesującego poszczególnych faz mogą być przedstawione następującymi szeregami:

$$\begin{aligned} i_{Mra} &= i_{Mm1} \sin \omega t - i_{Mm3} \sin 3\omega t + i_{Mm5} \sin 5\omega t - \dots + \\ i_{MrB} &= i_{Mm1} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - i_{Mm3} \sin 3(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + i_{Mm5} \sin 5(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \dots + \\ i_{MrC} &= i_{Mm1} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - i_{Mm3} \sin 3(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + i_{Mm5} \sin 5(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - \dots + \end{aligned} \quad (2.50)$$

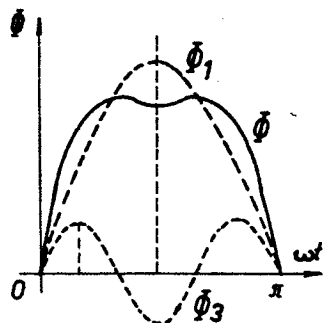
Z powyższych równań wynika, że pierwsze harmoniczne  $i_{Mr}$  tworzą układ symetryczny zgodny, piąte harmoniczne - przeciwny, siódme - zgodny itd., natomiast wszystkie harmoniczne podzielne przez trzy są w fazie. Fakt ten stanowi o pewnej charakterystycznej cesze skonstruowanej bezpośrednio z układem połączenia uzwojenia pierwotnego. Jeśli, przy połączeniu tego uzwojenia w gwiazdę bez przewodu zero-wego, wszystkie harmoniczne prądu magnesującego oprócz podzielnych przez trzy będą mogły płynąć, ponieważ tworzą układy symetryczne, przy których zawsze  $I_A + I_B + I_C = 0$ . Pozostałe harmoniczne prądu,

których rząd dzieli się przez 3, chociaż ich suma w punkcie neutralnym powinna być większa od zera, nie będą mogły płynąć ponieważ nie ma połączenia punktu zerowego uzwojenia z przewodem zerowym sieci lub z ziemią. Brak tych harmonicznych o składowej biernej prądu magnesującego może być uwzględniony przez wprowadzenie w równanie (2.32) szeregu trzecich harmonicznych o przeciwnych znakach:

$$i_{MA} = \sum_{v=2k+1}^k (-1)^k i_{M\tau v} \sin v\omega t + \sum_{v=2k+3}^k (-1)^k i_{M\tau v} \sin v\omega t. \quad (2.51)$$

gdzie  $\tau$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$



Rys.2.26. Strumień magnetyczny transformatora przy połączeniu uzwojeń  $Y_y$

Dodatkowe prądy rzędu  $v = 6k + 3$  wzbudzają strumienie magnetyczne, które nakładając się na strumień główny silnie go zniekształcają (rys.2.26). Fakt ten ma znaczący wpływ na kształt fazowych sił elektromotorycznych, które ulegają deformacjom. Zniekształcenie sił elektromotorycznych jest większe przy transformatorach grupowych, ponieważ harmoniczne strumienia magnetycznego ( $v = 6k + 3$ ) rozwijają się w obwodach magnetycznych poszczególnych transformatorów jednofazowych. W normalnych transformatorach

trójfazowych strumienie te nie mogą płynąć w obwodzie magnetycznym, ponieważ podobnie jak odpowiednie prądy nie tworzą układu zerowego ( $\sum \phi_v \neq 0$ ). Z tej przyczyny wyższe harmoniczne strumienia zamykają swoje drogi w powietrzu, oleju itp., w wyniku czego mają niewielkie amplitudy i zniekształcenie sił elektromotorycznych jest mniejsze.

Jeśli uzwojenie pierwotne jest połączone w gwiazdę z wyprowadzonym zerem, połączonym z przewodem zerowym sieci, harmoniczne prądu magnesującego podzielne przez trzy płyną normalnie. Prąd ten jest potrzebny do powstania sinusoidalnego strumienia magnetycznego (rys.2.22) więc w tym przypadku nie występują zniekształcenia strumienia i sił elektromotorycznych.

Przy połączeniu uzwojenia pierwotnego w trójkąt harmoniczne prądu magnesującego, których rząd dzieli się przez trzy, rozwijają się też normalnie, ponieważ połączenie trójkąt tworzy dla nich obwód zamknięty. Konkluzja w tym przypadku jest jak w powyższym - zniekształcenia sił elektromotorycznych nie będzie.

Interesujący jest przypadek, gdy uzwojenie pierwotne jest połączone w gwiazdę, a wtórne w trójkąt ( $Y_d$ ), Trzecie harmoniczne strumienia magnetycznego  $\phi_3$ , generowane przez uzwojenie pierwotne, indukują siły elektromotoryczne o tym samym numerze w obu uzwojeniach. W uzwojeniu wtórnym zaczynają płynąć trzecie harmoniczne prądu  $I_{23}$  (dla nich obwód jest zamknięty), będące praktycznie w przeciwfazie wobec strumienia, który je wzbudził. Prądy te dążą, poprzez swoje strumienie  $\phi_3'$ , do skompensowania strumienia  $\phi_3$ . Dzięki temu przebiegi głównego strumienia magnetycznego i sił elektromotorycznych są bliskie sinusoidzie. W takim razie można stwierdzić, że układy  $Y_d$  i  $D_y$  chronią transformator przed szkodliwym oddziaływaniem trzecich harmonicznych strumienia.

Reasumując można stwierdzić, że wskutek nasycenia obwodu magnetycznego, przy określonych warunkach transformator trójfazowy staje się generatorem sił elektromotorycznych i prądów o podwyższonej częstotliwości, które działają niekorzystnie na aparaty i urządzenia, włączone w sieć elektryczną jak również na linie telekomunikacyjne. Podstawowym sposobem usuwania wyższych harmonicznych strumienia magnetycznego jest połączenie jednego z uzwojeń transformatora trójfazowego w trójkąt.

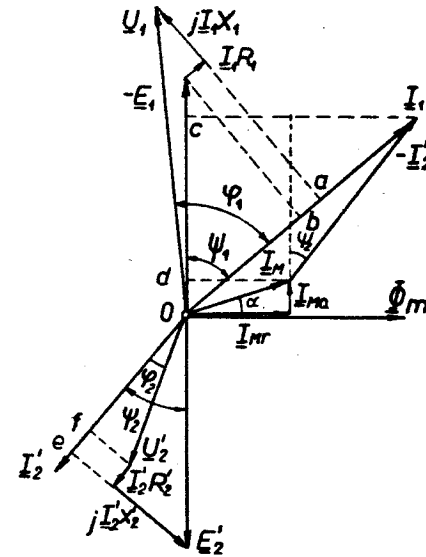
## 2.4. Eksploatacja transformatorów

### 2.4.1. Stan obciążenia transformatora

#### 2.4.1.1. Charakterystyka stanu. Bilans energetyczny

Transformator jest obciążony wtedy, gdy do jego zacisków wtórnych włączona zostanie określona impedancja obciążająca ( $0 < Z_0 < \infty$ ) i w jego uzwojeniu wtórnym popłynie prąd  $I$  nazywany prądem obciążenia. W tym przypadku moc przekazywana za pomocą pola magnetycznego uzwojeniu wtórnemu zostaje oddana odbiorcy (obciążeniu).

Zjawiska w transformatorze przy obciążeniu analizuje się za pomocą jego równań (2.22) i wykresu wektorowego (rys.2.27). Wykres ten sporządza się w ten sam sposób jak wykres przedstawiony na rysunku 2.20. Różnica polega tylko na tym, że wielkości związane z uzwojeniem wtórnym są sprowadzone do pierwotnego. Innymi słowy, jest to wykres wektorowy transformatora sprowadzonego. Z równań i z wykresu wektorowego można wyciągnąć wniosek, że ze wzrostem prądu obciążenia, przy  $U_1 = \text{const}$ , główny strumień magnetyczny  $\phi$  transformatora zmienia swoją wartość - maleje. Przy obciążeniach



Rys.2.27. wykres wektorowy transformatora sprowadzonego przy obciążeniu

w granicach niewiele przekraczających obciążenie znamionowe, zmiany te są jednak pomijalnie małe i zazwyczaj przyjmuje się, że strumień zostaje taki sam jak przy biegu jałowym ( $\phi = \text{const}_1$ ).

Wykres wektorowy umożliwia sporządzenie bilansu energetycznego transformatora przy obciążeniu. W tym celu na wykresie z rysunku 2.27 zostały wprowadzone pewne linie pomocnicze i dodatkowe oznaczenia.

Moc pobierana z sieci zasilającej przez uzwojenie pierwotne transformatora wynosi:

$$P_1 = mU_1 I_1 \cos \varphi_1 = m\bar{O}a I_1 = m(\bar{O}b + \bar{b}a) I_1 = mE_1 I_1 \cos \psi_1 + mI_1^2 R_1 \quad (2.52)$$

Z powyższego równania wynika, że pewna część mocy czynnej  $P_1 - P_{em1} = mE_1 I_1 \cos \psi_1$  jest przekazywana polu magnetycznemu, a druga -  $m I_1^2 R_1$  - o wiele mniejsza, jest tracona w postaci ciepła w uzwojeniu pierwotnym. Moc elektromagnetyczna  $P_{em1}$  rozdziela się też na dwie części - jedna z nich ( $mE_1 I_2' \cos \psi_2$ ) przekazywana jest uzwojeniu wtórnemu, a druga ( $mE_1 I_{Ma}$ ) pokrywa straty w obwodzie magnetycznym:

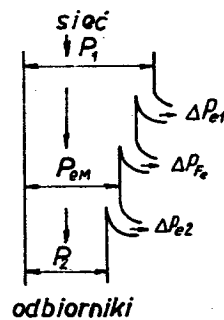
$$P_{em1} = mE_1 I_1 \cos \psi_1 = mE_1 \bar{O}c = mE_1 (\bar{O}d + \bar{d}c) = mE_1 I_{Ma} + mE_1 I_2' \cos \psi_2 \quad (2.53)$$

Moc czynna  $P_{em2} = mE_2 I_2' \cos \psi_2 = mE_2' I_2' \cos \psi_2$  jest to ta część mocy elektromagnetycznej, która zostaje przekazana z pola magnetycznego do uzwojenia wtórnego. Część tej mocy elektromagnetycznej pokrywa straty elektryczne w uzwojeniu wtórnym ( $m I_2'^2 R_2$ ), a pozostała, większa część przekazywana jest sieci wtórnej, czyli obciążeniu:

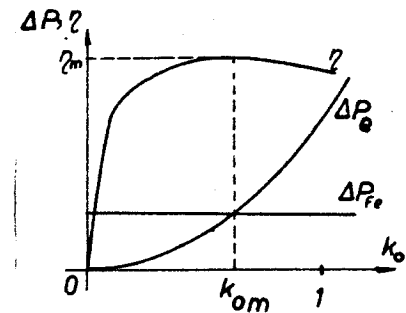
$$P_{em2} = mE_2' I_2' \cos \psi_2 = m\bar{O}e I_2' = m(\bar{O}f + \bar{f}e) I_2' = mU_2 I_2' \cos \psi_2 + m I_2'^2 R_2 = P_2 + m I_2'^2 R_2 \quad (2.54)$$

Omawiany tu proces przetwarzania energii ilustruje tzw. wykres mocy noszący nazwę wykresu Sankey'a (rys.2.28). Na tym wykresie zostały wprowadzone następujące oznaczenia strat:

$$\Delta P_{e1} = m I_1^2 R_1; \Delta P_{e2} = m I_2'^2 R_2; \Delta P_{Fe} = mE_1 I_{Ma} \quad (2.55)$$



Rys.2.28. Wykres mocy transformatora



Rys.2.29. Straty i sprawność transformatora

Kryterium oceny każdej przetwornicy energii jest tzw. sprawność, wyrażana znanym wzorem:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} + \Delta P_{Fe}} \quad (2.56)$$

Moce występujące w (2.56) można przekształcić, wprowadzając pojęcie współczynnika obciążenia  $k_0$  w postaci:

$$k_0 = \frac{I_2}{I_{2n}} = \frac{I_2'}{I_{2n}'} = \frac{I_1}{I_{1n}}$$

Przy założeniu,  $\cos \psi_2 = \text{const}$  i  $U_1 = \text{const}$  przekształcone moce będą wyrażone wzorami:

$$\begin{aligned} P_2 &= k_0 P_{2n} \\ \Delta P_e &= \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} = k_0^2 \Delta P_{en} \\ \Delta P_{Fe} &= \text{const} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Straty mocy w uzwojeniach ( $\Delta P_e$ ) są uzależnione od obciążenia, dlatego często nazywane są stratami zmiennymi.

Natomiast straty w żelazie, przy założeniu  $U_1 = \text{const}$  i  $\phi \approx \text{const}$ , nie zależą od obciążenia i są nazywane **stratami stałymi**. Zależności obu rodzajów strat i sprawności od obciążenia, reprezentowanego przez  $k_0$ , przedstawione są na rysunku 2.29.

Po wprowadzeniu (2.57) do równania (2.56) sprawność będzie wyrażana wzorem

$$\eta = \frac{k_0 P_{2n}}{k_0 P_{2n} + k_0^2 \Delta P_{en} + \Delta P_{Fe}} \quad (2.58)$$

Równanie (2.58) jest odwzorowaniem matematycznym wpływu zmian obciążenia na sprawność transformatora (rys.2.29).

Przebieg  $\eta = f(k_0)$  ma maksimum, którego miejsce określa się z warunku  $\frac{d\eta}{dk_0} = 0$ . Po wykonaniu niezbędnych operacji uzyskuje się:

$$\Delta P_{Fe} = k_0^2 \Delta P_{en} = \Delta P_e \quad (2.59)$$

skąd

$$k_{om} = \sqrt{\frac{\Delta P_{Fe}}{\Delta P_{en}}} \quad (2.60)$$

Z równań (2.59) i (2.60) wynika, że sprawność transformatora osiąga swoje maksimum przy takim obciążeniu, przy którym straty elektryczne (zmienne) są równe stratom w żelazie (stałym). We współczesnych transformatorach energetycznych stosunek  $\frac{\Delta P_{Fe}}{\Delta P_{en}} \approx \frac{1}{3} + \frac{1}{4}$ , co oznacza, że  $k_{om} = 0,6 + 0,5$ .

W tym miejscu warto zaznaczyć, że wnioski dotyczące sprawności transformatorów można z dużym prawdopodobieństwem rozszerzyć na pozostałe rodzaje maszyn elektrycznych.

#### 2.4.1.2. Uproszczony schemat zastępczy transformatora. Charakterystyka zewnętrzna

Analiza pracy transformatora pod obciążeniem za pomocą schematu zastępczego, przedstawionego na rysunku 2.21, jest trudna, ponieważ oddzielne wyznaczanie parametrów  $X_1$  i  $X_2$ , a w konsekwen-

cji i  $Z_1$  i  $Z_2$ , jest rzeczą niemożliwą. W związku z tym, w większości przypadków stosowany jest tzw. uproszczony schemat zastępczy transformatora (rys.2.30<sub>a</sub>). Schemat ten sporządza się z pełnego schematu zastępczego (rys.2.21) przy założeniu  $Z_M = \infty$  ( $I_M = 0$ ). Założenie to jest w pełni uzasadnione, ponieważ spadek napięcia w uzwojeniu pierwotnym spowodowany niewielkim prądem magnesującym  $I_M$  jest bardzo mały. Zgodnie z uproszczonym schematem zastępczym równania transformatora sprowadza się do:

$$U_1 = -U_2' + I_1 / Z_1 + Z_2' I_1 = -U_2' + I_1 Z_Z \quad (2.61)$$

Z tego równania wynika, że przy założeniu  $I_M = 0$ , transformator może być zastąpiony impedancją zwarcia  $Z_Z$ . W tym przypadku impedancja  $Z_w$ , którą został zastąpiony transformator (razem z obciążeniem) przy opracowywaniu pełnego schematu zastępczego (2.25) będzie wynosiła:

$$Z_w = Z_Z + Z_0' = Z_{wewn} + Z_0' \approx Z_0'$$

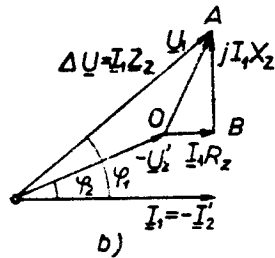
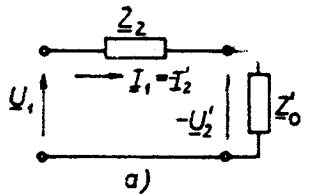
gdzie:

$$Z_{wewn} \approx Z_Z \ll Z_0'$$

Jest to tzw. **impedancja wewnętrzna transformatora**. Jest to impedancja, którą aktywny czwórnik - transformator może być zastąpiony w dowolnym obwodzie elektrycznym. W omawianym przypadku impedancja wewnętrzna jest równa impedancji zwarcia. Wychodząc z uproszczonego schematu zastępczego można łatwo sporządzić uproszczony wykres wektorowy transformatora (rys.2.30<sub>b</sub>). Wykres rysuje się, dodając do wektora napięcia wtórnego ( $-U_2'$ ) pod kątem  $\psi_2$  trójkąt zwarcia OBA. Uzyskany wektor jest wektorem napięcia pierwotnego  $U_1$ .

Napięcie wtórne transformatora zmienia się ze zmianą obciążenia (2.61). Zmiany napięcia wtórnego zależą zarówno od wielkości,

jak i od charakteru obciążenia. Ilustracją zmian napięcia wtórnego transformatora w funkcji jego obciążenia jest tzw. charakterystyka zewnętrzna. Jest to zależność  $U_2 = f(I_2)$  przy  $U_1 = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$  i  $\cos \varphi_2 = \text{const}$ . Na rysunku 2.31a przedstawiono charakterystykę zewnętrzną transformatora przy obciążeniu indukcyjnym (krzywa 1) i pojemnościowym (krzywa 2).



Rys.2.30. Uproszczony schemat zastępczy (a) i uproszczony wykres wektorowy (b) transformatora

Jeśli charakterystyka zewnętrzna zastąpiona linią prostą zostanie przedłużona do punktu zwarcia (rys.2.31b) i na tym samym wykresie narysuje się przebieg mocy  $P_2 = m U_2 I_2 \cos \varphi_2$ , to krzywa  $P_2 = f(I_2)$  będzie parabolą, która osiąga maksimum przy  $I_2 = \frac{I_{2z}}{2}$  i  $U_2 = \frac{U_{20}}{2}$ . Są to warunki przekazywania maksymalnej mocy między źródłem a odbiornikiem, które ma miejsce, jeżeli  $Z'_0 = Z_{\text{wewn}} \approx Z_2$ . W rzeczywistości zawsze  $Z'_0 \gg Z_2$ , co uniemożliwia

przekazywanie maksymalnej mocy, ponieważ straty elektryczne są bardzo duże, sprawność - mała, a temperatura uzwojeń transformatora osiąga niedopuszczalne wartości.

Do określenia zmian napięcia strony wtórnej używa się też wielkości względnej  $\Delta u$ , zwanej zmiennością napięcia transformatora. Jest to różnica arytmetyczna między napięciem stanu jałowego strony wtórnej  $U_{20}$  a napięciem  $U_2$  w danym stanie obciążenia, odniesiona do napięcia znamionowego  $U_{2n}$ :

$$\Delta u = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2n}} \quad (2.62)$$

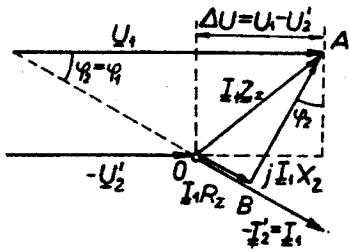
Napięciem znamionowym strony wtórnej jest napięcie występujące po stronie wtórnej w stanie jałowym, przy zasilaniu napięciem znamionowym  $U_{1n}$ . W takim przypadku  $U_{20} = U_{2n}$ .

Wpływ charakteru obciążenia i parametrów transformatora na zmienność napięcia można ocenić na podstawie uproszczonego schematu zastępczego i odpowiedniego wykresu wektorowego. Przy tym, ponieważ spadki napięcia w uzwojeniach transformatora są bardzo małe ( $u_2\% = 5 - 15\%$ ), można przyjąć, że wektory napięć  $\underline{U}_1$  i  $\underline{U}'_2$  są równoległe (rys.2.32). Biorąc pod uwagę, że przy  $U_1 = U_{1n}$

$$\Delta u = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2n}} = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{2n}} = \frac{U_{1n} - U'_2}{U_{1n}}$$

i że (rys.2.32)

$$\Delta u = U_1 - U'_2 = I_2 / R_2 \cos \varphi_2 + x_2 \sin \varphi_2 I_2 \quad (2.63)$$



Rys.2.32. Część uproszczonego wykresu wektorowego transformator

dla zmienności napięcia, przy uwzględnieniu (2.45) można napisać:

$$\Delta u = \frac{U_n - U_2'}{U_n} \approx u_{z0} \cos \psi_2 + u_{zr} \sin \psi_2 \quad (2.64)$$

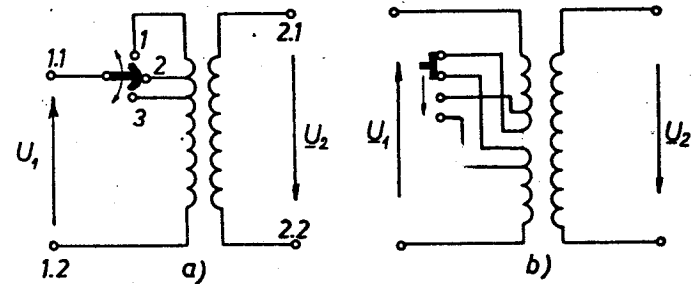
#### 2.4.2. Regulacja napięcia transformatorów

Regulacja napięcia jest to zamierzona zmiana napięcia w określonym stanie obciążenia. Należy przy tym zawsze odróżniać regulację od samodzielnnych zmian napięcia, występujących np. w wyniku zmian obciążenia. Potrzeba regulacji napięcia wynika zwykle z chęci utrzymania możliwie stałego napięcia przy którym najlepiej pracują odbiorcy. Regulację napięcia strony wtórnej transformatora można uzyskać przez zmianę napięcia zasilania, przez zmianę przekładni lub przez zmianę sprzężenia magnetycznego pomiędzy uzwojeniami obu stron.

Sposoby regulacji napięcia transformatorów są bardzo różne. Regulację napięcia można przeprowadzać płynnie lub skokami, w stanie wyłączonym (bez napięcia i bez obciążenia), w stanie bez obciążenia (w stanie jałowym) lub pod obciążeniem. Nie bez znaczenia jest też zakres regulacji - różnica między maksymalnym a minimalnym napięciem, uzyskana przy regulacji.

Najszersze zastosowanie we współczesnych transformatorach znajduje regulacja skokowa - w stanie beznapięciowym lub pod obciążeniem. Ciągła (płynna) regulacja napięcia wymaga całego szeregu zmian konstrukcyjnych, dlatego stosowana jest w zasadzie przy transformatorach niewielkiej mocy.

Regulacja skokowa polega na zmianie liczby zwojów przełączeniem zaczepek wyprowadzonych z uzwojenia (rys.2.33), co powoduje zmianę przekładni transformatora. Zaczepy powinny być tak umieszczone, aby uzwojenie zawsze było przestrzennie symetryczne w polu magnetycznym rozproszenia. Posunięcie takie ogranicza znacznie osiowe siły elektrodynamiczne, powstające przy zwarcjach udarowych transformatora. Z tego względu umieszczenie zaczepek przedstawione



Rys.2.33. Regulacja napięcia bez obciążenia z niesymetrycznymi (a) i symetrycznymi (b) zaczepekami

na rysunku 2.33b, jest korzystniejsze niż pokazane na rysunku 2.33a. Zaczepy do regulacji z zasady wykonuje się na tym uzwojeniu, którego napięcie jest zmienne w trakcie eksploatacji. W takim przypadku uzyskuje się zawsze stałą wartość tzw. napięcia zwojowego ( $U_1/z_1 = \text{const}$ ) i tym samym stały główny strumień magnetyczny transformatora ( $\Phi = \text{const}$ ). W tych warunkach zostają bez zmian straty w żelazie



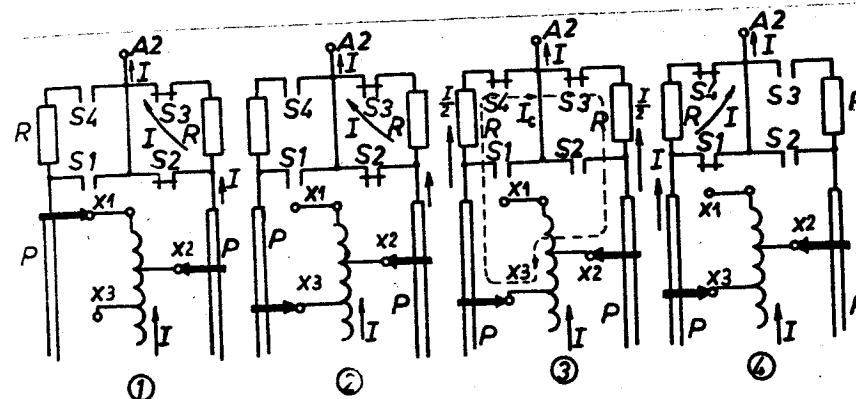
transformatora i jego prąd magnesujący. Stosując wspomnianą zasadę, do zmniejszenia napięcia wtórnego należy zmniejszyć liczbę zwojów uzwojenia wtórnego lub zwiększyć liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego (rys.2.33).

Zakres i stopnie regulacji określają normy państwowe. Przy regulacji w stanie wyłączonym zakres ten wynosi  $\pm 5\%$  przy trzech stopniach ( $-5\%$ ,  $0$  i  $5\%$ ) dla transformatorów małej i średniej mocy i z 5 stopniami ( $\pm 5\%$ ,  $\pm 2,5\%$  i  $0$ ) przy transformatorach dużej mocy. Zakres regulacji pod obciążeniem jest znacznie większy - do  $\pm 20\%$  i liczba stopni - też (co  $1,25\% + 1,5\%$ ).

Przy transformatorach regulowanych w stanie wyłączonym zaczepy przełącza się przełącznikiem o dość prostej konstrukcji. Sam wyłącznik umiejscawia się w kadzi transformatora, a końce dźwigni wyprowadza na pokrywę.

Przełącznik zaczepów do regulacji pod obciążeniem powinien zapewniać pracę transformatora bez najkrótszej nawet przerwy w obwodzie zasilania odbiorników. Wynika stąd konieczność zwierania w pewnym okresie części uzwojenia transformatora, zawartej między dwoma sąsiednimi zaczepami. Aby nie dopuścić do powstania zbyt dużych prądów w zwieranym obwodzie, włącza się w nim za pomocą stycznika dławik lub opornik ograniczający prąd. Kontakty stycznika muszą być obliczone z uwzględnieniem przerywania prądów, powstających przy tego rodzaju zwarciach. Jest to wymaganie, jakiego nie stawia się przy regulacji bez obciążenia. Cały proces przełączania jest zautomatyzowany i trwa bardzo krótko ( $1 - 3$  s). Styczniki i rezystory ograniczające znajdują się w osobnej kadzi z olejem.

Zasadę regulacji napięcia pod obciążeniem przy używaniu oporników ograniczających (R) z przełączeniem stycznikowym przedstawiono na rysunku 2.34. Regulator ten znany jest pod nazwą regulator Jansena i w tej chwili stanowi wyposażenie wszystkich dużych



Rys.2.34. Regulator Jansena - schemat i zasada działania: 1 - początkowy stan roboczy, 2,3 - stany pośrednie, 4 - końcowy stan roboczy

transformatorów produkowanych w państwach RWPG. Styczniki, których kontakty oznaczone są literami S 1 - S 4 są olejowe o dużych prądach przerywanych. Na rysunku 2.34, pokazane są 4 fazy pracy przy przejściu, bez przerywania dostawy prądu, z zaczepu X2 (początkowy stan roboczy) na zaczep X3 (końcowy stan). Prąd obciążenia transformatora oznaczono I, przełącznik zaczepów P, a prąd zwarcia (cyrkulacji)

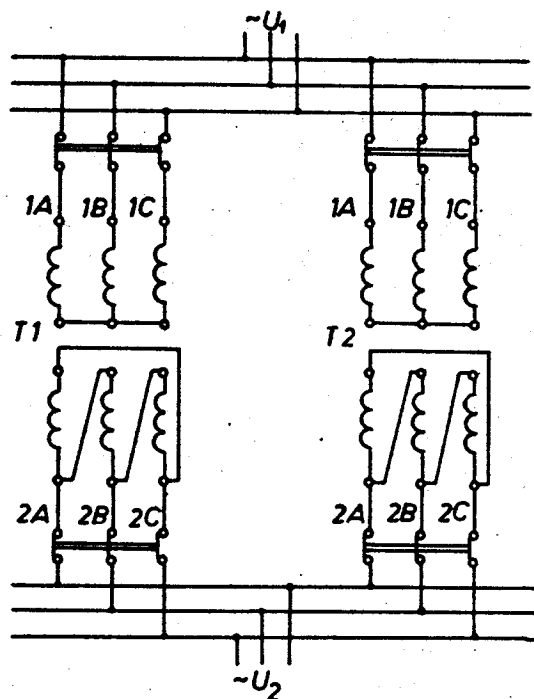
$$I_c = \frac{E_p}{\sqrt{4R^2 + X_{23}^2}}$$

Warto też zaznaczyć, że w ostatnich czasach stycznikowy układ

przełączania zaczepów zastępowany jest bardziej niezawodnymi bezstykowymi układami tyrystorowymi.

#### 2.4.3. Praca równoległa transformatorów

Praca równoległa transformatorów ma miejsce wtedy, gdy uzwojenia pierwotne dwóch lub więcej transformatorów włączone są do wspólnej sieci zasilającej, a uzwojenia wtórne zasilają odbiorniki poprzez wspólne szyny (rys.2.35).



Rys.2.35. Układ pracy równoległej transformatorów

W stacjach transformatorowych pracuje zwykle kilka równolegle połączonych transformatorów o mocach znamionowych mniejszych od mocy stacji. Taki układ zmniejsza znacznie moc jednostek rezerwowych i zapewnia bardziej elastyczną eksploatację stacji. Pozwala on wyłączyć lub włączać poszczególne jednostki w zależności od zmian obciążenia. W ten sposób można unikać pracy dużych transformatorów przy małych obciążeniach. Do pracy równoległej nie mogą być wykorzystywane dowolne transformatory. Transformatory pracujące równolegle powinny być dobrane tak, aby gwarantowały najbardziej ekonomiczną współpracę, przy pełnym wykorzystaniu ich mocy znamionowych.

Praca równoległa transformatorów będzie poprawna, jeżeli zostaną spełnione następujące warunki:

1. W obwodach wtórnych w stanie jałowym ( $I_2 = 0$ ) nie płyną żadne prądy.

2. Obciążenie transformatorów rozkłada się proporcjonalnie do ich mocy znamionowych.

3. Prądy poszczególnych transformatorów są w fazie.

Pierwszy warunek będzie spełniony, jeżeli:

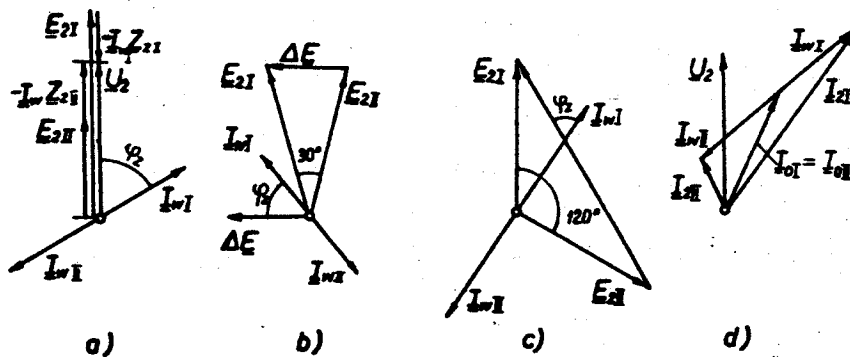
a) znamionowe napięcia pierwotne i wtórne transformatorów są jednakowe, co oznacza równość ich przekładni,

b) grupy uzwojeń równoległe pracujących transformatorów są jednakowe,

c) jednoimienne zaciski transformatorów zostaną połączone do jednakowych szyn.

Jeżeli którekolwiek z tych wymagań nie zostanie spełnione, w uzwojeniach transformatorów powstaną prądy wyrównawcze, obciążające je dodatkowo. Na rysunku 2.36 przedstawiono wykresy wektorowe napięć i prądów dwóch transformatorów pracujących równolegle przy niejednakowych przekładniach (rys.2.36a), przy różnych grupach uzwojeń (rys.2.36b, grupy sąsiednie) i przy niejednakowej kolejności faz (rys.2.36c). We wszystkich przypadkach prąd wyrównawczy może być wyrażony wzorem:

$$I_w = \frac{E_{2I} - E_{2II}}{Z_{2I} + Z_{2II}} = \frac{\Delta E}{Z_{2I} + Z_{2II}} \quad (2.65)$$



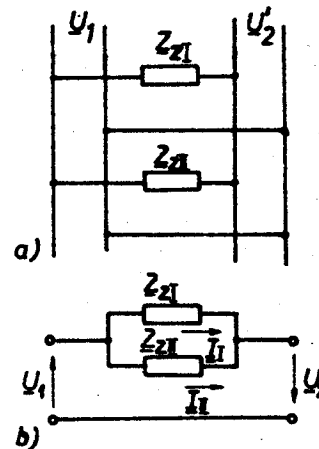
Rys.2.36. Prądy wyrównawcze przy pracy równoległej

Spadki napięcia spowodowane tym prądem wyrównują napięcia wtórne transformatorów do wartości  $U_{2I} = U_{2II} = U_2$ . Prąd wyrównawczy jest przesunięty w fazie w stosunku do  $\Delta E$  o kąt

$$\varphi_2 = \arctg \frac{X_{zI} + X_{zII}}{R_{zI} + R_{zII}} \quad (2.66)$$

Prądy wyrównawcze w transformatorach są w przeciwfazie. Przy obciążeniu prądy te sumują się geometrycznie z prądami obciążenia i mogą spowodować silne przeciążenie jednego z dwóch transformatorów (rys.2.36d). Prądy wyrównawcze mogą osiągnąć bardzo duże wartości - do  $20 I_n$  przy podłączeniu niejednakowych faz. Dlatego spełnienie wymienionych wymagań jest konieczne. Norma dopuszcza pracę równoległą transformatorów przy różnicy przekładni transformatorów nie większej niż 0,5%. Jeżeli transformatory przeznaczone do pracy równoległej mają niejednakowe grupy, lecz tylko parzyste lub tylko nieparzyste, konieczna jest zmiana oznaczenia zacisków, co jest równoznaczne z wyrównywaniem grup.

Rozkład obciążenia między poszczególnymi transformatorami pracującymi równoległe można przeanalizować przy pomocy ich uproszczonych schematów zastępczych (rys.2.37a). Ta sama kombinacja transformatorów pokazana jest bardziej przejrzysto na rysunku 2.37b.



Rys.2.37. Uproszczony schemat zastępczy transformatorów pracujących równoległe

Spadki napięcia transformatorów przy pracy równoległej powinny być jednakowe:

$$\underline{I}_I Z_{zI} = \underline{I}_{II} Z_{zII} * \dots = \underline{I}_n Z_{zn} \quad (2.67)$$

Moce pozorne  $S$  transformatorów są proporcjonalne do ich prądów ( $S = UI$ ), ponieważ wszystkie jednostki pracują przy tym samym napięciu. W takim przypadku, przy  $n$  równoległe pracujących transformatorów, można łatwo udowodnić, że

$$S_I : S_{II} : \dots : S_n = \frac{1}{Z_{zI}} : \frac{1}{Z_{zII}} : \dots : \frac{1}{Z_{zn}} ; \quad (2.68)$$

$$S_I : S_{II} : \dots : S_n = \frac{S_{n1}}{u_{zI}} : \frac{S_{n2}}{u_{zII}} : \dots : \frac{S_{nn}}{u_{zn}} , \quad (2.69)$$

gdzie  $S_{nI}$ ,  $S_{nII}$ , ...,  $S_{nn}$  to znamionowe moce pozorne transformatorów.  
Przy jednakowych napięciach zwarcia

$$u_{zI} = u_{zII} = \dots = u_{zn}$$

moce przenoszone przez poszczególne transformatory pozostają między sobą w stosunku:

$$S_I : S_{II} \dots S_n = S_{nI} : S_{nII} : \dots : S_{nn} \quad (2.70)$$

Z równań (2.69) i (2.70) można wyciągnąć wniosek, że pracujące równolegle transformatory będą obciążać się proporcjonalnie do swoich mocy znamionowych, jeżeli ich napięcia zwarcia są jednakowe (z dokładnością do 10 %).

Prąd w linii, będący sumą wektorową prądów poszczególnych transformatorów, jest największy, wtedy, gdy jego składowe są w fazie. W tym przypadku moc przekazywana odbiorcom przez grupę transformatorów jest największa. Stąd wynika trzecie wymaganie poprawnej pracy równoległej - jednakowa faza prądów współpracujących transformatorów. Wymaganie to może być spełnione, jeżeli transformatory są jednakowe.

Z równania (2.67) i rysunku (2.37) wynika, że faza prądów poszczególnych transformatorów zależy od ich impedancji zwarcia, a ściślej od składowych tych parametrów. Ze wzrostem mocy znamionowej transformatorów rośnie wartość względna ich reaktancji zwarcia, natomiast wartość względna rezystancji zwarcia pozostaje prawie bez zmiany. Fakt ten wskazuje, że przy różnicy występującej między mocami znamionowymi współpracujących transformatorów, prądy ich nie mogą być w fazie, ponieważ

$$\frac{X_{zI}}{R_{zI}} \neq \frac{X_{zII}}{R_{zII}} \neq \dots$$

Z wystarczającą jednak dla praktyki dokładnością przyjmuje się, że trzeci warunek poprawnej pracy równoległej jest spełniony, jeżeli stosunek między mocami znamionowymi pracujących równolegle transformatorów nie przekracza 1 : 3.

Podsumowując można sformułować następujące wymagania poprawnej pracy równoległej transformatorów:

- jednakowe przekładnie (z dokładnością do 0,5 %),
- jednakowe grupy połączeń uzwojeń,
- jednakowe napięcia zwarcia (z dokładnością do 10 %),
- stosunek mocy znamionowych - maksimum 1 : 3.

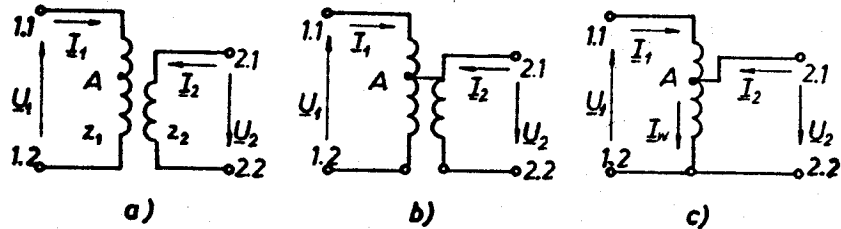
## 2.5. Transformatory specjalne

### 2.5.1. Autotransformator

Autotransformator jest szczególnym rozwiązaniem transformatora dwuuzwojeniowego, w którym uzwojenia pierwotne i wtórne połączone są galwanicznie. Jest on transformatorem jedνουzwojeniowym,

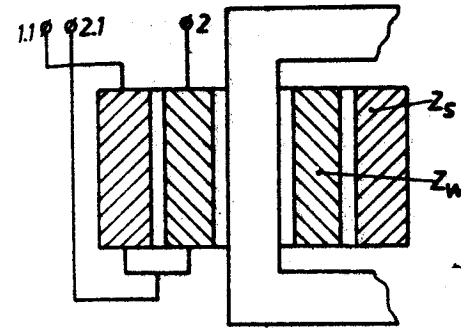
w którym pewna część uzwojenia jest wspólna dla obu stron. W wyniku tego przekazywanie energii w autotransformatorze odbywa się tak drogą galwaniczną, jak i drogą magnetyczną. Pozostałe elementy konstrukcji autotransformatorów są podobne do elementów zwykłych transformatorów. Autotransformator może być tak samo jednofazowy lub wielofazowy, podwyższający lub obniżający napięcie.

Na rysunku 2.38 przedstawiono ideę powstania jednofazowego autotransformatora obniżającego napięcie (rys.2.38,c) ze zwykłego



Rys.2.38. Zasada realizacji autotransformatora

transformatora (rys.2.38,a) przez połączenie końców uzwojeń (1.2 - 2.2) i punktów o jednakowym potencjale (A - 2.1), przy  $z_{A12} = z_2$  (rys.2.38,b). Rzeczywiście, formalnie jest bez znaczenia gdzie powstaje siła elektromotoryczna  $E_2 = \mathcal{L} \frac{d\Phi}{dt} = z_2 \frac{d\Phi}{dt}$  - czy w odrębnym uzwojeniu o liczbie zwojów  $z_2$ , czy też bierze się ją z części uzwojenia pierwotnego o liczbie zwojów  $z_{A2} = z_2$ . Rozmieszczenie konstrukcyjne obu części uzwojenia autotransformatora obniżającego przedstawiono na rysunku 2.39.



Rys.2.39. Schemat strukturalny konstrukcji autotransformatora

Procesy w autotransformatorze można analizować za pomocą równań, podobnych do równań zwykłego transformatora.

Prąd części wspólnej uzwojenia  $I_w$  wyznacza się za pomocą pierwszego prawa Kirchhoff'a dla p.A (rys.2.38,c), pomijając prąd magnesujący  $I_M$ :

$$I_1 + I_2 = I_w \quad (2.71)$$

Po wprowadzeniu przekładni  $\mathcal{U} = \frac{z_1}{z_2}$  uzyskuje się

$$I_w = I_1(1 - \mathcal{U}) = I_2\left(1 - \frac{1}{\mathcal{U}}\right) \quad (2.72)$$

Równanie (2.72) wskazuje, że prąd we wspólnej części uzwojenia jest w fazie z prądem strony niskiego napięcia. W omawianym przypadku autotransformatora obniżającego ( $\mathcal{U} > 1$ ) prąd  $I_w$  jest w fazie z prądem  $I_2$  i w przeciwfazie z prądem  $I_1$ . Przy założeniu,

że  $I_M = 0$  prądy  $I_1$  i  $I_2$  są w przeciwfazie, tak samo jak w przypadku normalnego transformatora.

Prąd we wspólnej części uzwojenia autotransformatora ma bardzo małą wartość, jeżeli przekładnia jest bliska jedności. Fakt ten nasuwa wniosek, że tę część uzwojenia można wykonać z przewodu o małym przekroju, co prowadzi do znacznych oszczędności materiału. W związku z tym zaleca się projektować autotransformator z przekładnią bliską 1. Dla autotransformatorów obniżających  $1 < \mathcal{U} < 2,5$ , natomiast dla podwyższających  $\frac{1}{2,5} < \mathcal{U} < 1$ .

Konstrukcja autotransformatora określa specyfikę jego parametrów. Jeśli się przyjmie jednakową gęstość prądu w obu częściach uzwojenia, będzie można wyprowadzić następujące relacje między parametrami zwarcia autotransformatora ( $R_{za}, X_{za}, Z_{za}, U_{za}$ ) i zwykłego transformatora ( $R_z, X_z, Z_z, U_z$ ):

$$\begin{aligned} R_{za} &= R_z \left(1 - \frac{1}{\mathcal{U}}\right); & X_{za} &= X_z \left(1 - \frac{1}{\mathcal{U}}\right); \\ Z_{za} &= Z_z \left(1 - \frac{1}{\mathcal{U}}\right); & U_{za} &= U_z \left(1 - \frac{1}{\mathcal{U}}\right); \end{aligned} \quad (2,73)$$

Podstawową różnicą między autotransformatorem a zwykłym transformatorem jest sposób przekazywania energii ze strony pierwotnej stronie wtórnej. W autotransformatorach tylko część przekazywanej energii przenoszona jest polem magnetycznym, natomiast druga część przechodzi bezpośrednio dzięki galwanicznemu połączeniu obu stron.

Całkowita moc przekazywana ze strony pierwotnej stronie wtórnej nazywana jest mocą przechodnią. Pomijając straty, moc przechodnią  $S$  można zapisać w postaci następującej zależności:

$$S = S_1 = m U_1 I_1 \approx S_2 = m U_2 I_2 \quad (2,74)$$

Moc przekazywana drogą elektromagnetyczną (transformacji) nazywana jest mocą własną lub niekiedy mocą elektromagnetyczną, którą można wyrazić równaniem:

$$S_w = m E_w I_w \approx m E_s I_s \quad (2,75)$$

gdzie  $E_w$  jest SEM indukowaną we wspólnej części uzwojenia, a  $E_s$  i  $I_s$  - SEM i prądem samodzielnej części uzwojenia.

Gabaryty i masę transformatorów wyznacza się z mocy elektromagnetycznej. Dla transformatora normalnej konstrukcji  $S = S_w$ , natomiast przy autotransformatorach moc własna zależy od przekładni.

Dla autotransformatora obniżającego ( $\mathcal{U} > 1$ ) stosunek między mocą własną a mocą przechodnią wynosi:

$$\frac{S_w}{S} = \frac{m E_s I_s}{m U_1 I_1} \approx \frac{E_s I_1}{(E_w + E_s) I_1} = \frac{Z_s}{Z_1} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1} = 1 - \frac{1}{\mathcal{U}} \quad (2,76)$$

natomiast dla autotransformatora podwyższającego ( $\mathcal{U} < 1$ ):

$$\frac{S_w}{S} = \frac{m E_s I_s}{m U_2 I_2} \approx \frac{E_s I_2}{(E_w + E_s) I_2} = \frac{Z_s}{Z_2} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2} = 1 - \mathcal{U} \quad (2,77)$$

ponieważ w tym przypadku samodzielną jest pewna część strony wtórnej.

Moc przenoszona drogą galwaniczną nazywana jest mocą przewodzenia  $S_p$ . Jest ona różnicą między mocą przechodnią a mocą własną

$$S_p = S - S_w \quad (2,78)$$

Dla autotransformatora obniżającego można, jak w stosunku do mocy własnej, znaleźć relację między mocą przewodzenia, mocą przechodnią i przekładnią:

$$S_p = S - (1 - \frac{1}{k})S = \frac{1}{k} S. \quad (2.79)$$

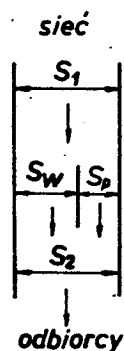
W podobny sposób dla autotransformatora podwyższającego otrzymuje się

$$S_p = S - (1 - k)S = kS \quad (2.80)$$

Na wykresie Sankey'a (rys.2.40) przedstawiono podział mocy w autotransformatorze przy pominięciu strat. Równania (2.76) do (2.80) wskazują, że przy zadanej mocy przechodniej moc własna jest tym mniejsza, im przekładnia jest bliższa jedności i może być

znacznie mniejsza od mocy elektromagnetycznej normalnego transformatora dwuuzwojeniowego. Z tego wynika, że autotransformator ma mniejsze gabaryty i masę. Fakt ten prowadzi do mniejszych strat w uzwojeniach i w obwodzie magnetycznym, czego konsekwencją jest znacznie większa sprawność autotransformatora.

Autotransformatory wykorzystywane są do rozruchu silników asynchronicznych i synchronicznych, stosowane są jako dzielniki napięcia w urządzeniach pomiarowych i probierczych w laboratoriach itp. Znajdują zastosowanie przy małych skokowych podwyżkach napięcia dla pokrycia spadków napięcia



Rys.2.40. Rozkład mocy w autotransformatorze

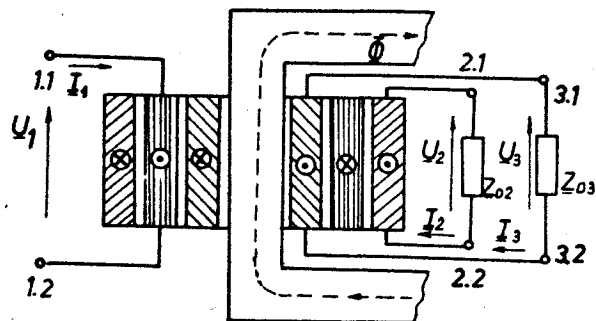
w liniach zasilających, np. oświetlenie. Stosowane są w energetyce przy łączeniu sieci wysokiego napięcia o mało różniących się napięciach (np. 230 kV i 400 kV, 150 i 230 kV i inne). W tym przypadku stosowanie autotransformatora dużej mocy jest o wiele bardziej ekonomiczne niż transformatora dwuuzwojeniowego.

We wszystkich przypadkach stosowania autotransformatora izolacja jego uzwojeń powinna być obliczona na wyższe napięcie. Wiąże się to z połączeniem galwanicznym jego stron. Połączenie to jest przyczyną również bezpośredniego przenoszenia się szeregu zakłóceń z jednej sieci na drugą.

### 2.5.2. Transformator trójuzwojeniowy

W wielu przypadkach praktycznych konieczne jest powiązanie ze sobą trzech układów prądu przemiennego (sieci) o różnych napięciach. Zamiast dwóch transformatorów dwuuzwojeniowych o napięciach  $U_1/U_2$  i  $U_1/U_3$  stosuje się wtedy jeden transformator trójuzwojeniowy o napięciach  $U_1/U_2/U_3$ . Zastosowanie transformatora trójuzwojeniowego zamiast dwóch dwuuzwojeniowych daje znaczne korzyści ekonomiczne. W energetyce stosuje się transformatory dużej mocy jako transformatory sieciowe lub współpracujące z generatorem. Dzięki temu uzyskuje się przede wszystkim oszczędności inwestycyjne (materiał, powierzchnia). Poza tym transformatory trój- lub wielouzwojeniowe stosuje się w radiotechnice, w urządzeniach teletechnicznych i w automatyce. Zależnie od potrzeb każde z uzwojeń transformatora wielouzwojeniowego może spełniać rolę tak strony pierwotnej, jak i wtórnej. Najczęściej jednak jedno z uzwojeń jest stale stroną pierwotną, a pozostałe pracują jako strony wtórne.

Wszystkie trzy uzwojenia jednej fazy transformatora trójuzwojeniowego umieszcza się na wspólnej kolumnie (rys.2.41), przy czym zazwyczaj, ze względów konstrukcyjnych, w środku znajduje się uzwojenie górnego napięcia.



Rys.2.41. Schemat strukturalny konstrukcji transformatora trójuzwojeniowego

Stan jałowy transformatora trójuzwojeniowego niczym nie różni się od stanu jałowego transformatora dwuuzwojeniowego. Można przy tym wyznaczyć przekładnie, prąd i moc stanu jałowego. Transformatory te są zwykle jednostkami dużymi, więc przeważnie dla nich  $I_{01} < 0,01 I_{1n}$  i  $P_0 < 0,01 S_n$ .

Dla transformatora trójuzwojeniowego można wyznaczyć trzy przekładnie:

$$k_{12} = \frac{z_1}{z_2} = \frac{E_1}{E_2}; \quad k_{13} = \frac{z_1}{z_3} = \frac{E_1}{E_3}; \quad k_{23} = \frac{z_2}{z_3} = \frac{E_2}{E_3} \quad (2.81)$$

Transformator trójuzwojeniowy jest przeważnie transformatorem obniżającym, wobec czego  $k_{12} > 1$  i  $k_{13} > 1$ . Dla umożliwienia płynięcia strumienia trzeciej harmonicznej przynajmniej

jedno z uzwojeń powinno być połączone w trójkąt. Stąd dla transformatorów trójuzwojeniowych spotyka się układy Yyd lub Ydd.

Pracę transformatora trójuzwojeniowego analizuje się za pomocą równań i schematu zastępczego w sposób podobny do analizy zjawisk w transformatorach dwuuzwojeniowych. Należy przy tym wziąć pod uwagę trochę bardziej skomplikowany układ pola magnetycznego rozproszenia (rys.2.42). W transformatorze trójuzwojeniowym można rozróżnić dwa

rodzaje strumieni rozproszenia.

Pierwszy rodzaj to strumienie własne -  $\Phi_{\sigma 1}$ ,  $\Phi_{\sigma 2}$  i  $\Phi_{\sigma 3}$  - skojarzone z poszczególnymi uzwojeniami, drugi - to strumienie skojarzone z dwoma uzwojeniami -

-  $\Phi_{\sigma 12}$ ,  $\Phi_{\sigma 13}$  i  $\Phi_{\sigma 23}$ . Wszystkie strumienie rozproszenia indukują w uzwojeniach siły elektromotoryczne,

tak indukcji własnej, jak i wzajemnej:  $e_{\sigma 11}$ ,  $e_{\sigma 22}$ ,  $e_{\sigma 33}$ ,  $e_{\sigma 12}$ ,

$e_{\sigma 21}$ ,  $e_{\sigma 13}$ ,  $e_{\sigma 31}$ ,  $e_{\sigma 23}$ ,  $e_{\sigma 32}$ .

Ponieważ każdą siłę elektromotoryczną

można zastąpić spadkiem napięcia w odpowiedniej reaktancji, w równaniach transformatora trójuzwojeniowego będą brały udział następujące reaktancje:

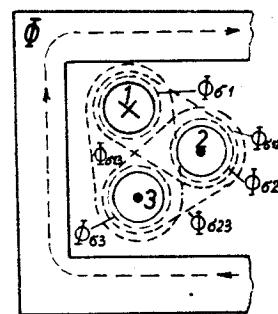
$$X_{11}, X_{22}, X_{33}$$

oraz

$$X_{12}, X_{21}, X_{13}, X_{31}, X_{23} \text{ i } X_{32},$$

przy czym

$$X_{12} = X_{21}; \quad X_{13} = X_{31}; \quad X_{23} = X_{32}.$$



Rys.2.42. Pole magnetyczne rozproszenia transformatora trójuzwojeniowego



W teorii transformatora trójzwojeniowego sprowadza się normalnie dwa uzwojenia wtórne do pierwotnego. Sprowadzone parametry, tak jak przy transformatorze dwuuzwojeniowym wyraża się wzorami:

$$E'_2 = \omega_{12} E_2; E'_3 = \omega_{13} E_3, \quad (2.82)$$

$$I'_2 = \frac{1}{\omega_{12}} I_2; I'_3 = \frac{1}{\omega_{13}} I_3,$$

$$R'_2 = \omega_{12}^2 R_2; R'_3 = \omega_{13}^2 R_3,$$

$$X'_{22} = \omega_{12}^2 X_{22}; X'_{33} = \omega_{13}^2 X_{33}.$$

Reaktancje wzajemne rozproszenia sprowadza się, bazując na niezmiennej permeancji  $\Lambda_{0mn}$  dla tych strumieni w rzeczywistym i w sprowadzonym transformatorze, przy czym

$$X'_{mn} = \omega_{1m}^l \omega_{1n}^l \Lambda_{0mn} = \omega_{1m}^l \omega_{1n}^l \Lambda_{0mn}. \quad (2.83)$$

W związku z tym stwierdzeniem dla reaktancji rozproszenia indukcji wzajemnej można napisać następujące wzory:

$$X'_{12} = \omega_{12} X_{12}; X'_{13} = \omega_{13} X_{13}; X'_{23} = \omega_{12} \omega_{13} X_{23} \quad (2.84)$$

Równania transformatora trójzwojeniowego sporządza się podobnie jak równania transformatora dwuuzwojeniowego, biorąc pod uwagę wszystkie możliwe siły elektromotoryczne indukowane w uzwojeniach i odpowiadające im spadki napięcia oraz spadki w rezystancjach uzwojeń. W takim razie, zgodnie z (2.9; 2.22) i przyjmując  $I_M \approx 0$ :

$$\begin{aligned} I'_1 + I'_2 + I'_3 &= 0 \\ \underline{U}_1 &= -E_1 + I_1 R_1 + jI_1(X_{11} + X'_{12} + X'_{13}) + jI'_2 X'_{21} + jI'_3 X'_{31} \\ \underline{U}'_2 &= E'_2 - I'_2 R'_2 - jI'_2(X'_{22} + X'_{21} + X'_{23}) - jI_1 X'_{12} - jI'_3 X'_{32} \\ \underline{U}'_3 &= E'_3 - I'_3 R'_3 - jI'_3(X'_{33} + X'_{31} + X'_{32}) - jI_1 X'_{13} - jI'_2 X'_{23} \end{aligned} \quad (2.85)$$

W powyższych równaniach  $E_1$ ,  $E_2$  i  $E_3$  są to siły elektromotoryczne indukcji wzajemnej powstałe wskutek działania głównego strumienia magnetycznego transformatora.

Równania (2.85) można odpowiednio przekształcić i otrzymać równania schematu zastępczego transformatora trójzwojeniowego:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 + \underline{U}'_2 &= I_1 R_1 + jI_1(X_{11} + X'_{23}) - I'_2 R'_2 - jI'_2(X'_{22} + X'_{13}) \\ \underline{U}_1 + \underline{U}'_3 &= I_1 R_1 + jI_1(X_{11} + X'_{23}) - I'_3 R'_3 - jI'_3(X'_{33} + X'_{21}) \end{aligned} \quad (2.86)$$

Po wprowadzeniu oznaczenia

$$\begin{aligned} X_1 &= X_{11} + X'_{23}, \\ X'_2 &= X'_{22} + X'_{13}, \\ X'_3 &= X'_{33} + X'_{21} \end{aligned} \quad (2.87)$$

oraz

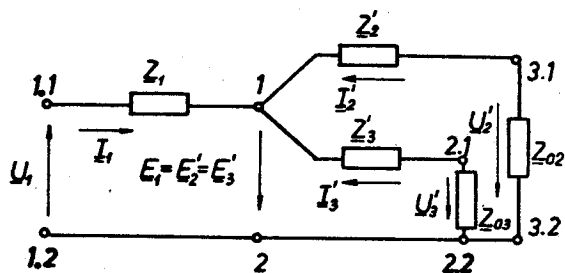
$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + jX_1, \\ Z'_2 &= R'_2 + jX'_2, \\ Z'_3 &= R'_3 + jX'_3 \end{aligned} \quad (2.88)$$

równania schematu zastępczego transformatora trójzwojeniowego przyjmują swój ostateczny kształt

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}'_2 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{I}'_2 \underline{Z}'_2$$

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}'_3 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{I}'_3 \underline{Z}'_3 \quad (2.89)$$

Schemat zastępczy transformatora trójzwojeniowego sporządzony na podstawie równań (2.89) pokazany jest na rysunku 2.43.



Rys.2.43. Schemat zastępczy transformatora trójzwojeniowego

W równaniach (2.89) i w schemacie zastępczym występują tzw. reaktancje zastępcze uzwojeń  $X_1$ ,  $X_2$  i  $X_3$ . Ich wartości są zależne przede wszystkim od sposobu rozmieszczenia przestrzennego uzwojeń względem siebie. Przez odpowiednie rozmieszczenie uzwojeń można więc wpływać na zmianę reaktancji  $X_1$ ,  $X_2$  i  $X_3$  i pośrednio na własności ruchowe transformatora trójzwojeniowego.

Parametry transformatora trójzwojeniowego można wyznaczyć eksperymentalnie próbą zwarcia ustalonego. Przy tej próbie przeprowadza się trzy pomiary:

1. Przy zasilanym uzwojeniu 1, zwartym uzwojeniu 2 i otwartym uzwojeniu 3 wyznacza się napięcie zwarcia  $U_{z12}$  oraz impedancję

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 \quad (2.90)$$

2. Przy zasilanym uzwojeniu 1, zwartym uzwojeniu 3, otwartym uzwojeniu 2 wyznacza się napięcie zwarcia  $U_{z13}$  oraz impedancję

$$\underline{Z}_{13} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_3 \quad (2.91)$$

3. Przy zasilanym uzwojeniu 2, zwartym uzwojeniu 3, otwartym uzwojeniu 1 wyznacza się napięcie zwarcia  $U_{z23}$  oraz

$$\underline{Z}'_{23} = \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_3 \quad (2.92)$$

Z równań (2.90), (2.91) i (2.92) można wyznaczyć impedancje  $\underline{Z}_1$ ,  $\underline{Z}'_2$  i  $\underline{Z}'_3$ :

$$\underline{Z}_1 = \frac{1}{2}(\underline{Z}_{12} + \underline{Z}_{13} - \underline{Z}'_{23})$$

$$\underline{Z}'_2 = \frac{1}{2}(\underline{Z}'_{23} + \underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{13}) \quad (2.93)$$

$$\underline{Z}'_3 = \frac{1}{2}(\underline{Z}_{13} + \underline{Z}'_{23} - \underline{Z}_{12})$$

oraz ich składowe czynne i bierne - rezystancje i reaktancje zastępcze transformatora trójzwojeniowego.

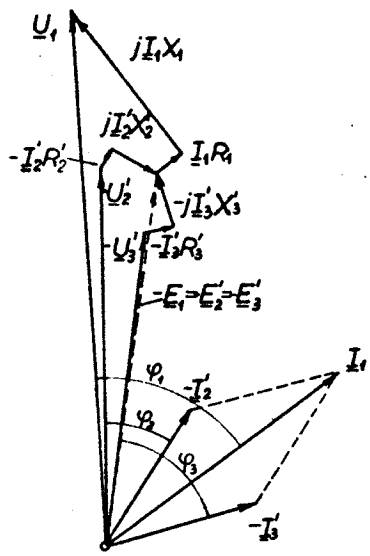
Znając poszczególne rezystancje i reaktancje obwodów schematu zastępczego, można napisać równania transformatora trójzwojeniowego w formie podobnej do równań transformatora dwuzwojeniowego (2.22):

$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 + \underline{I}'_3 = 0$$

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1 \quad (2.94)$$

$$\underline{U}'_2 = \underline{E}'_2 - \underline{I}'_2 \underline{Z}'_2$$

$$\underline{U}'_3 = \underline{E}'_3 - \underline{I}'_3 \underline{Z}'_3$$



Rys.2.44. Wykres wektorowy transformatora trójuzwojeniowego

$$S_{1n} : S_{2n} : S_{3n} = 1 : 1 : 1$$

$$S_{1n} : S_{2n} : S_{3n} = 1 : 1 : 0,67$$

$$S_{1n} : S_{2n} : S_{3n} = 1 : 0,67 : 0,67$$

2.5.3. Transformator prostownikowy

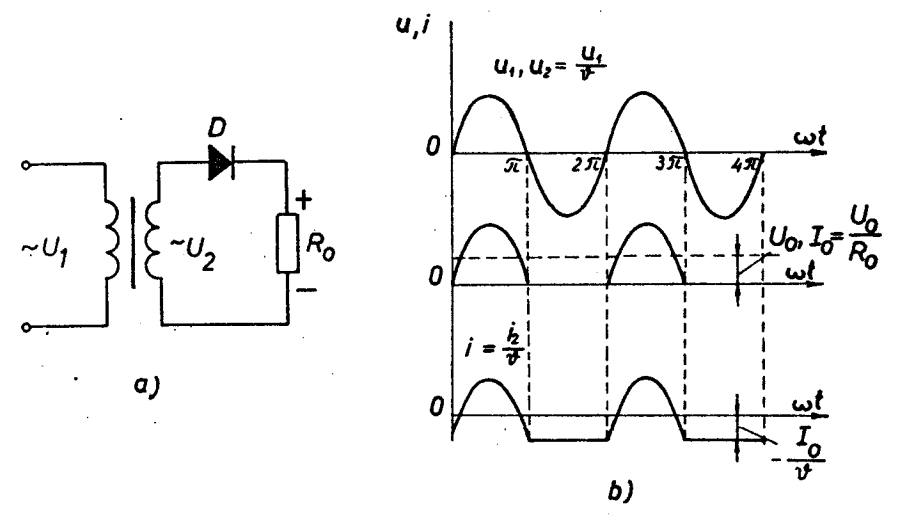
Transformatorem prostownikowym nazywa się transformator pracujący w obwodzie prostowniczym, tzn. w obwodzie, w którym źródło prądu przemiennego jest połączone z odbiornikiem prądu stałego przez układ zaworów elektrycznych, pozwalających na płynięcie prądu tylko w jednym kierunku. Zawory, biorące udział w prostowaniu

i na podstawie tych równań sporządzić wykres wektorowy (rys. (rys.2.44). Przy tym trzeba pamiętać, że każdy z trzech prądów w rzeczywistości ma wpływ na spadki napięć w każdym z trzech uzwojeń.

Za moc znamionową transformatora trójuzwojeniowego przyjmuje się moc tego uzwojenia, którego moc pozorna jest największa. Zależnie od potrzeb wykonuje się transformatory, w których stosunek mocy znamionowych poszczególnych uzwojeń wynosi:

prądu, są zazwyczaj elementami nieliniowymi. W związku z powyższym transformatory prostownikowe mają charakterystyczne właściwości, które powinny być uwzględnione przy ich doborze przy projektowaniu układów prostownikowych. Prąd, który płynie w uzwojeniach transformatora prostownikowego, jest niesinusoidalny (ma wyższe harmoniczne), a w niektórych układach w uzwojeniu wtórnym istnieje i składowa stała prądu, która magnesuje jednostronnie układ magnetyczny.

Dla przykładu można przeanalizować najbardziej prosty układ prostowniczy - prostownik jednopółkowy (rys.2.45,a). Przy tej

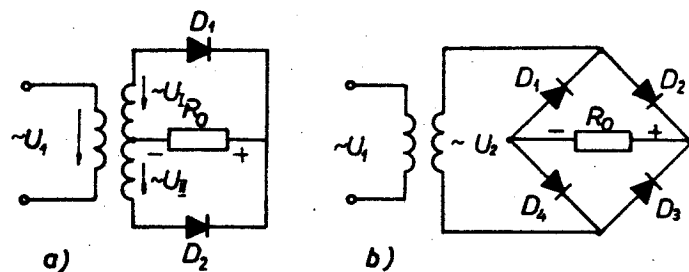


Rys.2.45. Schemat (a) i przebiegi napięcia i prądu (b) prostownika jednopółkowego

analizie pomija się, dla uproszczenia, prąd magnesujący, straty i spadki napięcia w transformatorze i w diodzie. Z przebiegu napięć i prądów (rys.2.45,b) widać, że prąd wtórny  $I_2$  ma składową stałą  $I_0$ . Jest to jego wartość średnia, czyli prąd wyprostowany. W uzwojeniu pierwotnym transformatora prąd jest czysto przemienny, nie ma składowej stałej, ponieważ nie może ona być przekazywana drogą indukcji elektromagnetycznej między uzwojeniami. W związku z tym równowaga magnetyczna transformatora zostaje naruszona,

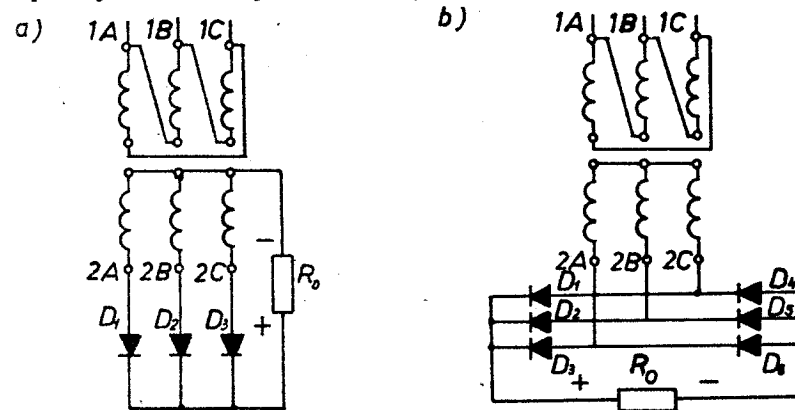
składowa stała prądu wtórnego wytwarza nieskompensowany stały strumień magnetyczny, który podmagnesowuje transformator i powoduje nasycenie jego układu magnetycznego. Oprócz tego transformator jest niejednakowo obciążony w czasie oddzielnych połówek okresu zmienności napięcia zasilającego, w związku z czym jego prądy (a szczególnie pierwotny) są niesinusoidalne i mają wyższe harmoniczne. Z drugiej strony brak równowagi sił magnetomotorycznych uzwojeń z powodu składowej stałej, może być w niektórych przypadkach przyczyną powstania dużych osiowych sił elektrodynamicznych, które mogą uszkodzić uzwojenia.

Jednopołówkowe układy prostownicze są w ogóle mało skuteczne i coraz rzadziej stosowane. Lepsze wykorzystywanie transformatora ma miejsce w dwupołówkowych układach prostowniczych - dwuzaworowych (rys.2.46<sub>a</sub>) i mostkowych (Graetz'a) - rysunek 2.46<sub>b</sub>. W tych układach prąd wtórny transformatora nie ma składowej stałej, nie powstają dodatkowe stałe magnesowania transformatora i prąd pierwotny jest sinusoidalny. Bardzo dobry jest układ mostkowy. Przy nim oba prądy są przemiennie i sinusoidalne.



Rys.2.46. Dwupołówkowe układy prostownicze: a - dwuzaworowy, b - mostkowy (Graetz'a)

Jeżeli prostownik ma dostarczać prąd o mocy większej od kilku kW, co ma miejsce np. przy zasilaniu trakcji elektrycznej, stosuje się, ze względu na obciążalność sieci prądu przemiennego, układy trójfazowe (rys.2.47). Prosty układ (rys.2.47<sub>a</sub>) jest często stosowany przy średnich mocach (do kilkudziesięciu kW), w przypadkach gdy dopuszcza się dużą wartość składowej zmiennej napięcia wyprostowanego. Jeżeli pożądane jest napięcie wyprostowane o małej składowej zmiennej, należy stosować np. układ mostkowy (rys.2.47<sub>b</sub>), używany przy dużych mocach (ponad 100 kW).



Rys.2.47. Trójfazowe układy prostownicze: a - układ prosty, b - układ mostkowy

Wykorzystanie transformatora w układzie prostowniczym może być ocenione na podstawie jego mocy obliczeniowej  $S$ . Jest to moc elektromagnetyczna, z którą w bezpośrednim związku pozostają gabaryty i masa transformatora.

Moc obliczeniowa uzwojeń można wyrazić wzorami:

$$S_1 = m_1 E_{1n} I_{1n} \approx m_1 U_{1n} I_{1n} ,$$

$$S_2 = m_2 E_{2n} I_{2n} \approx m_2 U_{2n} I_{2n} , \quad (2.95)$$

gdzie  $m_1$  i  $m_2$  to liczby faz uzwojeń, które w układach prostowniczych często bywają niejednakowe.

W ogólnym przypadku moce obliczeniowe uzwojeń nie są jednakowe ( $S_1 \neq S_2$ ), ponieważ prądy i napięcia transformatora prostownikowego mogą być niesinusoidalne. W związku z tym przyjmuje się moc obliczeniową wyznaczać wzorem:

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} \quad (2.96)$$

Z drugiej strony moc prądu wyprostowanego jest czynna i wynosi:

$$P_0 = U_0 I_0 \quad (2.97)$$

Jeśli porówna się moc obliczeniową z mocą prądu wyprostowanego można dojść do wniosku, że wskutek istnienia wyższych harmonicznych i pulsacji napięcia moc obliczeniowa jest zawsze większa od mocy prądu stałego ( $S > P_0$ ). Można napisać

$$S = k P_0 \quad (2.98)$$

gdzie  $k > 1$  i zależy od układu prostowniczego. Wartość tego współczynnika oblicza się w teorii prostowników i jest podana w tabeli 2.1.

Tabela 2.1.

Parametry typowych układów prostowniczych

Parametr	Układy prostownicze					
	1-po- łówko- wy	2-połów- kowy	mostkowy	trójkąt- gwiazda	mostkowy	6-fazowy trójkąt- gwiazda
	Schemat na rysunku					
	2.45	2.46a	2.46b	2.47a	2.47b	
Napięcie fa- zowe (war- tość skute- czna)	2,22 $U_0$	1,11 $U_0$	1,11 $U_0$	0,855 $U_0$	0,428 $U_0$	0,74 $U_0$
Napięcie wy- prostowane (wartość średnia)	0,45 $U_f$	0,9 $U_f$	0,9 $U_f$	1,17 $U_f$	2,34 $U_f$	1,35 $U_f$
Składowa zmienna na- pięcia wy- prostowane- go (ampli- tuda)	1,57 $U_0$	0,667 $U_0$	0,667 $U_0$	0,250 $U_0$	0,057 $U_0$	0,057 $U_0$
$S_1$	3,49 $P_0$	1,11 $P_0$	1,11 $P_0$	1,21 $P_0$	1,05 $P_0$	1,28 $P_0$
$S_2$	2,66 $P_0$	1,57 $P_0$	1,11 $P_0$	1,48 $P_0$	1,05 $P_0$	1,81 $P_0$
$S$	3,09 $P_0$	1,34 $P_0$	1,11 $P_0$	1,35 $P_0$	1,05 $P_0$	1,55 $P_0$
$k$	3,09	1,34	1,11	1,35	1,05	1,55
$k_w$	0,324	0,75	0,9	0,74	0,95	0,645

Uwagi: 1. Podane parametry odnoszą się do pracy z obciążeniem indukcyjnym ( $m \omega L \gg R$ ).

2.  $U_0$  i  $I_0$  - średnie wartości napięcia i prądu obciążenia,  
 $P_0 = U_0 I_0$   
 $U_f$  - skuteczna wartość napięcia fazowego strony wtórnej transformatora

Wykorzystanie transformatora ocenia się współczynnikiem wykorzystania  $k_W = \frac{1}{k}$ , którego wartości, dla niektórych układów prostowniczych też znajdują się w tabeli 2.1.

Na zakończenie warto zaznaczyć, że ze wzrostem liczby faz transformatora pulsacje wyprostowanego napięcia należą i jego przebieg jest bliższy prostoliniowemu. Mimo te układy wielofazowe ( $m > 3$ ) są stosowane stosunkowo rzadko z powodu bardzo niekorzystnych parametrów energetycznych. Dla przykładu stosunki  $S/P_0$  dla układów 3-, 6-, i 12-fazowych wynoszą:  $k_3 : k_6 : k_{12} = 1,35 : 1,55 : 1,75$ . Z tabeli 2.1, można też wywnioskować, że najlepsze wykorzystanie transformatora osiągną układy mostkowe ( $k_W = 0,9$  i  $0,99$ ).

#### 2.5.4. Transformatory spawalnicze

Napięcie, przy którym zapala się i "pracuje" łuk elektryczny wynosi 30 - 60 V. Takie napięcie powinien mieć na swoich zaciskach wtórnych transformator spawalniczy, aby proces spawania odbywał się normalnie. Łuk elektryczny jest zjawiskiem nieliniowym, przy którym zmianom prądu w dość szerokim zakresie towarzyszy prawie stały spadek napięcia łuku. Wniosek, który wynika się z tego faktu jest następujący: rezystancja łuku elektrycznego nie jest stała, lecz zmienia się w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalnie do prądu:

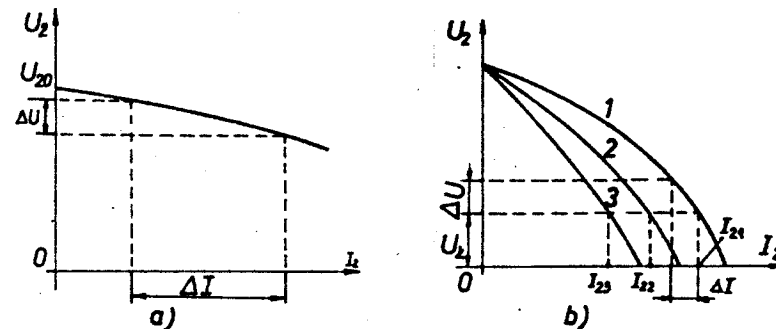
$$R_L = \frac{U_L}{I} = \frac{\text{const}}{I} \quad (2.99)$$

Intensywność i temperatura łuku elektrycznego są proporcjonalne do jego mocy

$$P_L = R_L I^2 = U_L I = \text{const}_1 I \quad (2.100)$$

W związku z tym można stwierdzić, że przy spawaniu łukiem elektrycznym należy regulować prąd, a nie napięcie. Oprócz tego jakość spawu jest funkcją stabilności łuku, a więc osiągnięcie dobrych wyników spawania zależy od możliwości utrzymywania stałej wartości prądu przy wahanich rezystancji obwodu. Rezystancja ta zmienia się w bardzo szerokim zakresie - od nieskończoności - przy przerwaniu obwodu - do zera - przy dotknięciu elektrodą metalu.

Transformator spawalniczy jest transformatorem obniżającym pracującym w stanie przerywanym z gwałtownymi przejściami między stanem jałowym a stanem zwarcia. Przy tym transformator powinien gwarantować prawie stałą wartość prądu wtórnego, niezależnie od zmian rezystancji jego obwodu. Właściwości takie ma transformator o bardzo stromej (miękkiej) charakterystyce zewnętrznej. Charakterystyka zewnętrzna normalnego transformatora (rys.2.48a), która ma przebieg liniowy i jest bardzo sztywna, nie może zagwarantować stałej wartości prądu, ponieważ nawet przy niewielkich zmianach napięcia  $\Delta U$  wahania prądu  $\Delta I$  byłyby bardzo duże.

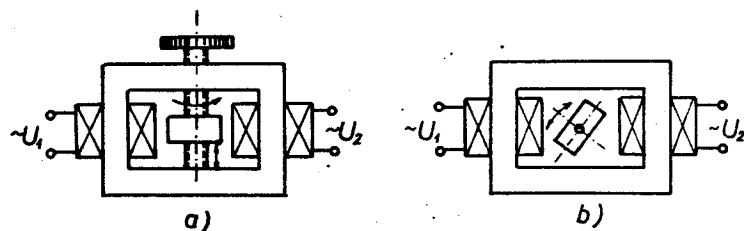


Rys.2.48. Charakterystyki zewnętrzne transformatora normalnego (a) i spawalniczego (b)

Stromo opadającą charakterystykę transformatora spawalniczego przedstawiono na rysunku 2.48, b. Przy niej nawet znaczne zmiany napięcia nie mają dużego wpływu na prąd  $I_2$ . Oprócz tego stosunek prądu zwarcia do prądu znamionowego jest niewielki ( $\frac{I_z}{I_n} < 2$ ), wskutek czego zwarcia, nieuniknione przy spawaniu, nie są niebezpieczne dla transformatora.

Silny spadek charakterystyki zewnętrznej uzyskuje się przez sztuczne zwiększenie reaktancji rozproszenia transformatora. W tym celu uzwojenia pierwotne i wtórne umieszcza się na różnych kolumnach (!), montując między nimi tzw. bocznik magnetyczny. Część strumienia stworzonego przez uzwojenia zamyka się przez bocznik, co zwiększa pole rozproszenia. Przesuwając bocznik można uzyskiwać różne wartości reaktancji rozproszenia, co w konsekwencji doprowadza do uzyskiwania charakterystyk zewnętrznych o różnych przebiegach. W ten sposób reguluje się prąd spawania - każdemu położeniu bocznika odpowiada określony prąd, który zostaje prawie niezmienny.

Na rysunku 2.49 przedstawiono dwa zasadnicze rozwiązania transformatora spawalniczego z bocznikiem magnetycznym. W pierwszym przypadku bocznik przemieszcza się osiowo, a w drugim kręci się wokół osi.



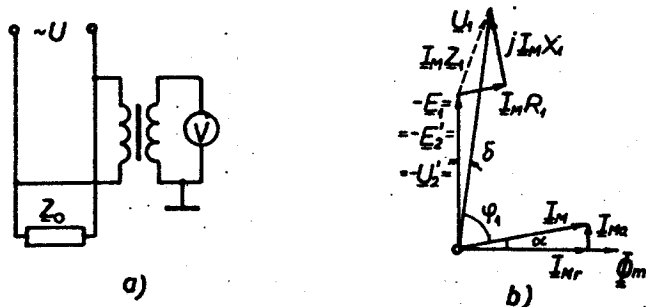
Rys. 2.49. Schemat strukturalny konstrukcji transformatora spawalniczego z bocznikiem magnetycznym, a) z osiowo przemieszczającym się bocznikiem, b) z obracającym się bocznikiem

## 2.5.5. Przekładniki pomiarowe

Przekładniki pomiarowe są transformatorami jednofazowymi o bardzo małej mocy. Stosowane są w miernictwie elektrycznym do pomiaru wysokich napięć i dużych prądów, jak również do odizolowania aparatury pomiarowej od wysokich napięć. W związku z tym przekładniki pomiarowe powinny mieć bardzo dobrą izolację uzwojeń przy jednoczesnym uziemieniu uzwojenia wtórnego. Moc transformatorów pomiarowych nie przekracza 500 VA. Napięcie wtórne przekładników napięciowych i prąd wtórny prądowych są znormalizowane i wynoszą 100 V (przekładniki napięciowe) i 1 A lub 5 A (przekładniki prądowe). Podstawowym wymaganiem stawianym przekładnikom jest mały błąd pomiarowy. Przekładniki pomiarowe mają takie same klasy dokładności, jak aparaty pomiarowe - (0,1), 0,2; 0,5; 1; 2,5; (3); (5); 10.

### 2.5.5.1. Przekładniki napięciowe

Przekładniki napięciowe są transformatorami obniżającymi ( $U_2 > 1$ ;  $U_2 < U_1$ ). Obniżają wysokie napięcia (dziesiątki lub setki kV) na niskie - 100 V). Włączone są równolegle do sieci, której napięcie jest mierzone. Do ich zacisków wtórnych włącza się woltomierz lub obwód napięciowy watomierza - rysunek 2.50, a. Ponieważ rezystancja wewnętrzna tego typu aparatury pomiarowej jest normalnie bardzo duża, prąd wtórny przekładnika (transformatora) napięciowego jest bardzo mały. W związku z tym jego podstawowy stan pracy jest zbliżony do stanu jałowego, a moc pobierana z sieci zasilającej jest równa w przybliżeniu stratom w żelazie i jest bardzo mała. Z tego wynika, że spadki napięcia w uzwojeniach  $I_1 Z_1$  i  $I_2 Z_2$  są pomijalnie małe i  $U_1 \approx U_2' = U_2$ . Oprócz tego rezystancja wejściowa przekładnika napięciowego jest bardzo duża i dlatego może on być włączony równolegle do odbiornika.



Rys.2.50. Układ połączeń (a) i wykres wektorowy (b) przekładnika napięciowego

Wykres wektorowy przekładnika napięciowego przedstawiono na rysunku 2.50, b. Jest on bardzo podobny do wykresu normalnego transformatora w stanie jałowym przy jeszcze mniejszych spadkach napięcia.

Błąd przekładnika. Błąd przekładnika jest wielkością zespoloną

$$\underline{\delta}_u = \underline{U}_u e^{j\delta} \quad (2.101)$$

mającą moduł  $\underline{U}_u$  i fazę  $\delta_u$ . W związku z tym rozróżnia się dwa rodzaje błędów:

błąd napięciowy (amplitudowy) -

$$\delta_u = \frac{U_1 - U_2}{U} 100\% \quad (2.102)$$

błąd kątowy (fazowy) -

$$\delta_u = \pm (U_1 - U_2) \quad (2.103)$$

Z analizy wykresu wektorowego wynika, że błąd przekładnika napięciowego jest skutkiem działania prądu magnesującego  $I_M$ .

$I_M$  i jego podstawową składową  $I_{Mr}$  można zmniejszyć, jeśli transformator ten wykona się o nienasyconym obwodzie magnetycznym i o małych stratach w żelazie. W związku z tym blacha w obwodzie magnetycznym powinna być wysokiej jakości (0,15 mm), a indukcja w nim - bardzo niska.

Na błąd przekładnika, mimo wszystko, mają wpływ reaktancje uzwojeń. Aby zmniejszyć rozproszenie obwód magnetyczny wykonuje się w kształcie toroidu (krążka), na którym - jedno na drugim - nawinięte są uzwojenia.

Przekładniki napięciowe są zazwyczaj transformatorami suchymi, chłodzonymi powietrzem. Ich uzwojenia zalewa się normalnie żywicą epoksydową. Przy wysokich napięciach strony pierwotnej wykonuje się je jako olejowe.

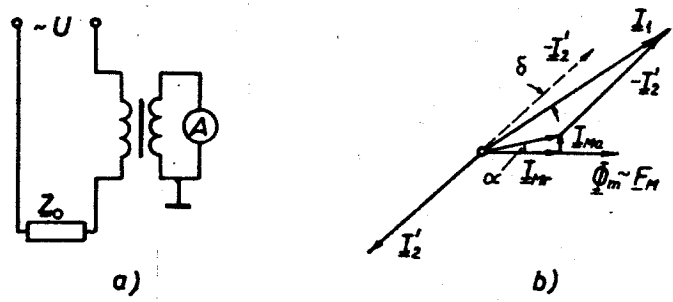
#### 2.5.5.2. Przekładniki prądowe

Przekładniki prądowe obniżają prąd z setek lub tysięcy amperów na 1 lub 5 A. W sensie działania są one transformatorami podwyższającymi ( $\beta < 1$ );  $I_2 < I_1$ ). Ich pierwotne uzwojenie składa się z 1 - 2 zwojów o wielkim przekroju, natomiast uzwojenie wtórne ma dużo zwojów cienkiego przewodu. Włączone są szeregowo w obwód, którego prąd jest mierzony. Wtórne uzwojenie zamyka się przez amperomierz lub przez uzwojenie prądowe watomierza (rys.2.51, a).

Podstawowym stanem pracy przekładnika prądowego jest stan bliski zwarcia. Jest to jednak zwarcie ustalone, przy którym płyną prądy w granicach znamionowego. Prąd magnesujący przy tym jest pomijalnie mały, dlatego  $I_1 \approx I_2' = \frac{1}{\beta} I_2$ . Rezystancja wejściowa przekładnika prądowego jest niewielka, w związku z czym włączenie go w obwód odbiornika nie zmienia wartości jego prądu. Moc prze-



kładnika jest też bardzo mała - równa jest w przybliżeniu stratom zwarcia. Wykres wektorowy transformatora prądowego przedstawiony jest na rysunku 2.51<sub>a</sub>b. Jest on podobny do wykresu wektorowego dla stanu zwarcia zwykłego transformatora.



Rys.2.51. Układ połączeń (a) i wykres wektorowy (b) przekładnika prądowego

Błędy przekładnika prądowego:

Błąd prądowy (amplitudowy) -

$$\delta_i = \frac{I_1 - I_2'}{I_1} \cdot 100\% \quad (2.104)$$

błąd kątowy (fazowy) -

$$\delta_f = \angle(I_1, -I_2') \quad (2.105)$$

W przypadku przekładnika prądowego, podobnie zresztą jak przy transformatorze napięciowym, przyczyną błędów jest prąd magnesujący  $I_M$ . Sposoby zmniejszenia błędów są też podobne - stosuje się specjalną blachę i przewiduje niską indukcję w obwodzie magnetycznym.

Przekładniki prądowe mogą mieć konstrukcję wielozwojową lub jednozwojową. Uzwojenie pierwotne przekładników wielozwojowych ma

dwa lub więcej zwojów. Natomiast jednozwojowe mają jeden tylko zwoj, dokładnie jeden przewód (pręt lub szynę), który przechodzi przez otwór obwodu krążkowego (toroidalnego).

Przekładniki prądowe, podobnie jak napięciowe bywają zwykle suche, lecz przy wysokich napięciach wykonuje się konstrukcję olejową. Uzwojenia suchych transformatorów zalewa się żywicą epoksydową.

Istnieją tzw. "odwrócone" przekładniki prądowe, przy których  $\mu > 1$  i  $I_2 > I_1$ . Stosowane są one przy pomiarach bardzo małych prądów, rzędu miliamperów. Z zasady każdy przekładnik prądowy może być używany jako odwrotny - jest to podstawowa właściwość wszystkich maszyn elektrycznych, wykorzystujących w swoim działaniu indukcję elektromagnetyczną. Rzecz jest jednak w tym, że normalny przekładnik pracujący jako "odwrócony" ma większy błąd i taką pracę mogą wykonywać tylko specjalnie skonstruowane egzemplarze.

Charakterystyczne dla przekładnika prądowego jest to, że jego uzwojenie wtórne nie powinno być zostawiane otwarte pod żadnym pozorem. W tym celu przekładniki prądowe mają mostek zwierający uzwojenie wtórne w przypadku, gdy nie odbywa się pomiar. W przypadku, gdy uzwojenie wtórne zostanie niezwarne, przekładnik przechodzi, zamiast w stan zwarcia, w stan jałowy, który dla niego jest nienormalny, awaryjny, wręcz niebezpieczny. W tym przypadku, w wyniku braku przeciwdziałania magnetycznego strony wtórnej, strumień magnetyczny i indukcja magnetyczna w obwodzie magnetycznym silnie wzrastają, występuje nasycenie, rosną straty w żelazie, a w uzwojeniu wtórnym indukuje się bardzo wysokie napięcie (rzędu tysięcy woltów). Przekładnik nagrzewa się i może się spalić, a napięcie wtórne staje się niebezpieczne dla personelu obsługującego, aparatury i izolacji samego urządzenia. Przekładnik napięciowy nie ma tej właściwości - zachowuje się on jak zwykły transformator.

Zgodnie z teorią, wypadkowa siła magnetomotoryczna przekładnika zarówno napięciowego, jak i prądowego wyraża się równaniem wektorowym

$$\underline{F}_M = \underline{F}_1 + \underline{F}_2 \quad (2.10)$$

lecz w rzeczywistości suma geometryczna sprowadza się w przybliżeniu do różnicy arytmetycznej

$$F_M \approx F_1 - F_2 \quad (2.10)$$

W przypadku przekładnika napięciowego strumień magnetyczny wymuszony jest przez  $F_M \approx F_1$  ( $F_2 \approx 0$ ) oraz napięcie  $U_1$  i jest praktycznie stały, niezależny od obciążenia. W tym sensie przekładnik ten samoreguje się, ponieważ

$$\phi_m = \frac{F_M}{R_M} = \frac{E_1}{\pi N Z f z_1} \approx \frac{U_1}{\pi N Z f z_1} = \text{const.} \quad (2.10)$$

W przypadku przekładnika prądowego prąd pierwotny jest prądem odbiornika, który nie jest uzależniony od transformatora:

$$I_1 = I_{\text{odb}} = \frac{U_1}{Z_{\text{odb}} + z_w} \approx \frac{U_1}{Z_{\text{odb}}} = \text{const.} \quad (2.10)$$

Prąd ten wymusza strumień przekładnika:

$$\phi = \frac{F_M}{R_\mu} = \frac{z_1 I_1 - z_2 I_2}{R_\mu} \quad (2.11)$$

W tym przypadku stałą wartość ma siła magnetomotoryczna  $F_1$ , a nie  $F_M = z_1 I_1 - z_2 I_2$ . Jeśli przy tym zniknie  $F_2 = z_2 I_2$ , wypadkowy

przepływ  $F_M$  zrównuje się z  $F_1$ , osiągając bardzo wysoką wartość. pod tym względem przekładnik prądowy nie jest samoregującym się jak transformator napięciowy.

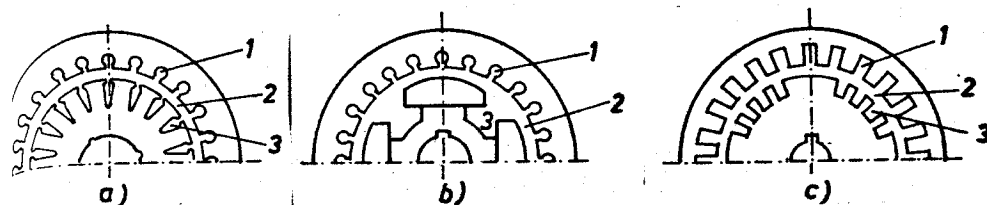
### 3. OGÓLNE PROBLEMY TEORII MASZYN WIRUJĄCYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO

#### 3.1. Uzwojenia maszyn prądu przemiennego

##### 3.1.1. Uwagi ogólne

Bezkomutatorowe maszyny prądu przemiennego to maszyny asynchroniczne i maszyny synchroniczne. Jak wszystkie maszyny wirujące, składają się one z części nieruchomej (stojan, stator) i z części wirującej (wirnik, rotor). Stojany obu typów maszyn są z zasady jednakowe, wirniki natomiast - różne. Stojan maszyny prądu przemiennego jest wykonywany z blachy elektrotechnicznej o niewielkiej grubości (0,5 mm) z wyżłobieniami dla umieszczenia uzwojenia stojana. Stojan jest wmontowany w korpus z łożyskami, w których obraca się wał maszyny. Na wale znajduje się wirnik. Uzwojenia omawiane w tym rozdziale są stosowane głównie jako uzwojenia stojana i rzadziej - w wirnikach.

Uzwojenie jest zbiorem przewodów, połączonych w określony sposób, tworzących obwód elektryczny. Uzwojenie jest podstawowym elementem maszyny elektrycznej, w którym powstaje potrzebna do pracy siła elektromotoryczna i wytwarza się niezbędne do przetwarzania energii pole magnetyczne. Uzwojeniom maszyn elektrycznych stawia się takie same wymagania jak w stosunku do uzwojeń transformatorów.

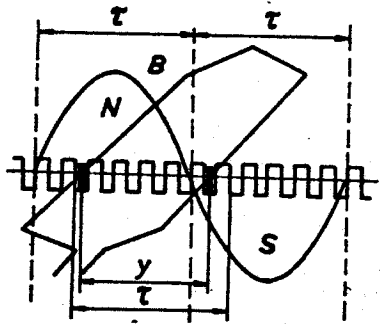


Rys.3.1. Przekrój obwodu magnetycznego maszyny asynchronicznej (a) i maszyny synchronicznej (b i c): 1 - żłobki stojana, 2 - szczelina powietrzna, 3 - żłobki wirnika

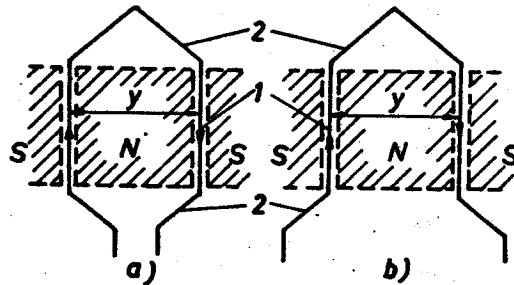
Przewody uzwojenia układa się w żłobkach wytłoczonych w stojanie lub wirniku, z dwóch stron szczeliny powietrznej (rys.3.1). Żłobki maszyn asynchronicznych mają stosunkowo małe rozmiary. Rozłożone są one równomiernie wzdłuż obwodu wewnętrznego stojana i wzdłuż obwodu zewnętrznego wirnika (rys.3.1<sub>a</sub>). W maszynach synchronicznych stosowane są dwa rodzaje uzwojeń - uzwojenie na prąd przemienny, układane w żłobkach stojana tak jak w maszynach asynchronicznych i uzwojenie na prąd stały, umiejscawiane zwykle w wirniku. Uzwojenie to może być nawinięte na biegunach (rys.3.1<sub>b</sub>) lub rozłożone na obwodzie wirnika w żłobkach (rys.3.1<sub>c</sub>).

##### 3.1.2. Pojęcia podstawowe. Zasady tworzenia uzwojeń wielofazowych

Najprostszym elementem uzwojenia jest  $z$  w  $ó$  j. Składa się on z dwu szeregowo połączonych przewodów umieszczonych w żłobkach znajdujących się w odległości  $y$ , równej w przybliżeniu jednej podziałce biegunowej  $\tau$  (rys.3.2). Każdy zwój ma dwie strony czynne b o k i (1) (rys.3.3) znajdujące się w żłobkach i skojarzone ze strumieniem magnetycznym maszyny. Zmiana strumienia magnetycznego



Rys. 3.2. Zwój uzwojenia prądu przemiennego



Rys. 3.3. Elementy zwoju uzwojenia pętlicowego (a) i falistego (b)  
1 - boki, 2 - połączenia czołowe

powoduje indukowanie się w nich siły elektromotorycznej. Boki zwoju połączone są tzw. połączeniami czołowymi (2), znajdującymi się poza obwodem magnetycznym. Połączenia czołowe uzwojenia powinny być jak najkrótsze - w ten sposób oszczędza się materiał przewodowy jak również zmniejsza się straty elektryczne.

Podziałka biegunowa  $\tau$  jest częścią obwodu stojana lub wirnika, odpowiadającą jednemu biegunowi. Podziałkę biegunową można wyrazić w jednostkach długości lub w złołkach:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad \text{lub} \quad \tau = \frac{Z}{2p} \quad (3.1)$$

gdzie:

$D$  - średnica stojana lub wirnika [m],

$2p$  - liczba biegunów maszyny,

$Z$  - liczba złołków.

Odległość  $y$  między bokami zwoju nazywana jest **poskokiem** uzwojenia. Poskok mierzy się normalnie w złołkach. Przy  $y = \tau$  uzwojenie ma poskok średnicowy, przy  $y < \tau$  poskok jest skrócony, natomiast przy  $y > \tau$  - wydłużony.

Jeden lub więcej zwojów połączonych szeregowo, mających wspólną izolację złołkową, tworzy podstawowy dla każdego uzwojenia element zwany **zezwojem** lub **cewką**.

Kilka zezwojów połączonych szeregowo i umieszczonych przestrzennie pod jedną parą biegunów tworzy **grupę fazową**. Liczba zezwojów w takiej grupie równa się liczbie złołków na biegun i fazę  $q$ :

$$q = \frac{Z}{2pm} \quad (3.2)$$

W przypadku gdy  $q = 1$  uzwojenie jest uzwojeniem skupionym. Uzwojenie jest rozłożone, jeśli  $q > 1$ . Uzwojenia rozłożone wymuszają korzystniejsze ukształtowanie pola magnetycznego w przestrzeni maszyny.

Liczba przewodów uzwojenia jest zawsze parzysta. W uzwojeniach wielofazowych przewody podzielone są na jednakowe grupy w zależności od liczby faz  $m$ . Grupy te ułożone są symetrycznie w warstwie złołkowej maszyny. Przewody każdej fazy tworzą oddzielny obwód elektryczny, który w przypadku dużych prądów, może składać się z kilku - a - gałęzi równoległych.

Rozdzielenie przewodów na  $m$  symetryczne grupy wykonuje się za pomocą wykresu wektorowego nazywanego gwiazdą żłobkowych sił elektromotorycznych.

Składowa radialna (promieniowa) indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej maszyn prądu przemiennego ma rozkład w przybliżeniu sinusoidalny (rys.3.2). Siły elektromotoryczne, indukowane w przewodach uzwojenia przy ich względnym ruchu w stosunku do pola magnetycznego są w takim razie też prawie sinusoidalne i mogą być przedstawione przez wektory. Jeżeli maszyna ma  $2p$  biegunów i  $z$  żłobków, siły elektromotoryczne, indukowane w przewodach umieszczonych w dwóch sąsiednich żłobkach, będą przesunięte w fazie o kąt

$$\delta = \frac{2\pi}{z} p \quad (3.3.)$$

Oznacza to, że gwiazda (wykres wektorowy) żłobkowych sił elektromotorycznych będzie się składała z  $z$  wektorów (promieni) przesuniętych o kąt  $\delta$  (rys.3.4). W maszynach wielobiegunowych część wektorów może mieć taką samą fazę - w przypadku gdy odpowiednie żłobki znajdują się, jeden od drugiego, w odległości  $2\tau$ ,  $4\tau$  itp. W ogólnym przypadku liczba promieni gwiazdy wynosi

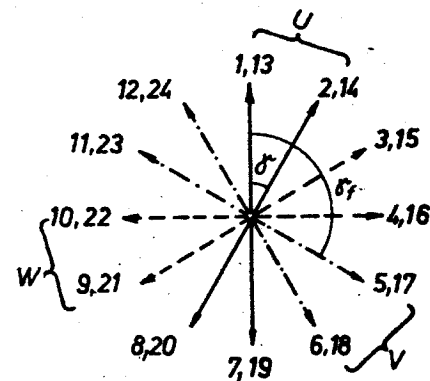
$$n_{pr} = k \frac{z}{p} \quad (3.4)$$

gdzie  $k = 1, 2, 3, \dots$ , przy czym  $k < p$ .

Gwiazda żłobkowych sił elektromotorycznych ułatwia rozwiązanie problemu racjonalnego rozdzielenia przewodów na poszczególne fazy. Jeżeli liczba faz maszyny wynosi  $m$ , wektory gwiazdy należy podzielić na  $m$  grup przesuniętych między sobą o kąt

$$\delta_f = \frac{2\pi}{m} \quad (3.5)$$

Każda z tych grup składa się z dwóch części, które mają wektory przesunięte o kąt  $\pi$  ( $180^\circ$ ). Fakt ten pozwala wyznaczyć przewody, które będą tworzyć zwoje lub zezwoje. Należy wspomnieć, że przewody SEM każdego zwoju są przesunięte w przybliżeniu o kąt  $\pi$ , ponieważ boki zwoju znajdują się pod biegunami o różnej biegunowości, w odległości  $y \approx \tau$  (rys.3.2). Na rysunku 3.4 przedstawiono gwiazdę żłobkowych sił elektromotorycznych i podział wektorów na poszczególne fazy maszyny o  $m = 3$ ,  $z = 24$ ,  $2p = 4$ .



Rys.3.4. Gwiazda żłobkowych SEM

Uzwojenie każdej fazy składa się z przewodów 8 żłobków. Przy jednowarstwowym wykonaniu uzwojenia każda faza będzie miała 4 zezwoje lub zwoje. Siły elektromotoryczne poszczególnych faz będą wynosiły:

$$E_U = E_1 - E_7 + E_2 - E_8 + E_{13} - E_{19} + E_{14} - E_{20}$$

$$E_V = E_5 - E_{11} + E_6 - E_{12} + E_{17} - E_{23} + E_{18} - E_{24}$$

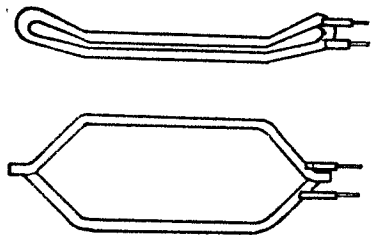
$$E_W = E_9 - E_{15} + E_{10} - E_{16} + E_{21} - E_{27} + E_{22} - E_{28}$$

### 3.1.3. Rodzaje uzwojeń maszyn prądu przemiennego

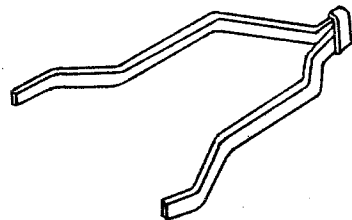
W zależności od liczby faz uzwojenia prądu przemiennego dzieli się na jednofazowe, dwufazowe, trójfazowe i wielofazowe.

Uzwojenia, które mają poskok równy podziałce biegunowej ( $y = \tau$ ) są uzwojeniami *średnicowymi*, natomiast te uzwojenia, dla których  $y \neq \tau$  (może być  $y < \tau$  lub  $y > \tau$ ), nazywane są uzwojeniami *cięciovymi*.

Uzwojenia wykonuje się z gotowych, przygotowanych przed układaniem w maszynie, zezwojów (cewek). Cewki mogą być przygotowane i izolowane w całości (rys.3.5), lub złożone z izolowanych prętów (półzezwójów)-rysunek 3.6. Pręty łączy się po ułożeniu w żłobkach. W wielu przypadkach przewody wkłada się prosto w żłobki,



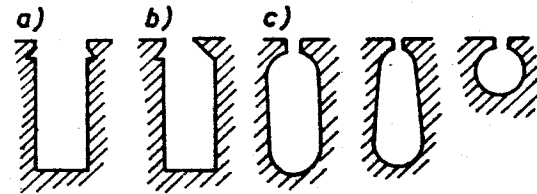
Rys.3.5. Zezwój uzwojenia pętlicowego



Rys.3.6. Zezwój uzwojenia falistego złożony z półzezwójów

w których jest już ułożona izolacja żłobkowa, (żłobkową nazywa się izolację, która izoluje uzwojenie od ścian żłobka, czyli od obwodu magnetycznego). Uzwojenia o małym przekroju wykonuje się zazwyczaj z przewodu okrągłego, ich zezwoje są miękkie i normalnie "wysypuje się" je do żłobka. Przy dużych przekrojach stosuje się przewody o profilu prostokątnym.

Sposób montażu przewodów uzwojenia uzależniony jest od przekroju żłobka. W maszynach prądu przemiennego stosuje się żłobki otwarte, półotwarte i półzamknięte (rys.3.7).



Rys.3.7. Kształty żłobka: a - otwarte, b - półotwarte, c - półzamknięte

Żłobki otwarte pozwalają układać prosto zezwoje o wyrobionym już kształcie i izolowane zewnątrz maszyny. Takie żłobki stosuje się w maszynach wysokiego napięcia.

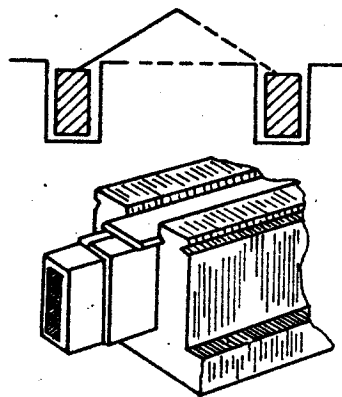
Otwór żłobków półotwartych pozwala układać pręty o dość dużych przekrojach, natomiast półzamknięte żłobki mogą być stosowane tylko przy wsypywanych uzwojeniach maszyn małej mocy i niskiego napięcia (do 500 V), które mają okrągłe przewody o małych przekrojach.

W zależności od kształtu zezwojów i sposobu połączenia między nimi uzwojenia prądu przemiennego mogą być *pętlicowe* (rys.3.3<sub>a</sub> i rys.3.5) oraz *faliste* (rys.3.3<sub>b</sub> i rys.3.6). Oba uzwojenia są elektromagnetycznie równorzędne. Szersze zastosowanie znajdują jednak uzwojenia pętlicowe. Przy nich łączy się szeregowo zezwoje ułożone w sąsiednich żłobkach. W uzwojeniach falistych połączone szeregowo są zezwoje znajdujące się pod różnymi parami biegunów. Takie uzwojenia stosuje się w hydrogeneratorach

synchronicznych i w wirnikach silników asynchronicznych dużej mocy, tam gdzie liczba zwojów w zezwoju jest bardzo mała, zazwyczaj równa 1. W tym podręczniku będą omawiane uzwojenia pętlicowe.

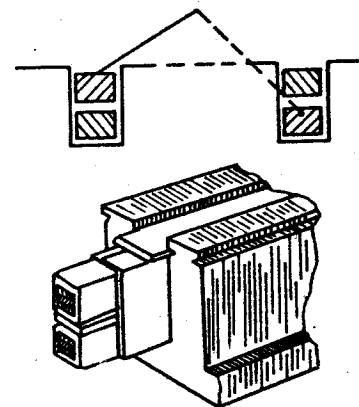
W zależności od liczby żłobków  $q$ , przypadających na jeden biegun i jedną fazę, uzwojenia wielofazowe dzieli się na uzwojenia o całkowitym  $q$  i uzwojenia ułamkowe, przy których  $q$  nie jest liczbą całkowitą.

W zależności od liczby warstw, w których układa się przewody w żłobku uzwojenia, rozróżnia się uzwojenia jednowarstwowe i dwuwarstwowe.



Rys.3.8. Zezwój uzwojenia jednowarstwowego i jego ułożenie w żłobku

Uzwojenie jednowarstwowe (rys.3.8) składa się z cewek, z których każda zajmuje dwa żłobki - każdy bok (strona czynna) zajmuje cały żłobek. Przy tym uzwojeniu liczba zezwojów  $S$  jest równa połowie liczby żłobków  $Z$ . Uzwojenie dwuwarstwowe (rys.3.9) charakteryzuje się tym, że w każdym żłobku znajdują się dwa boki dwóch różnych cewek. W tym przypadku liczba zezwojów uzwojenia jest

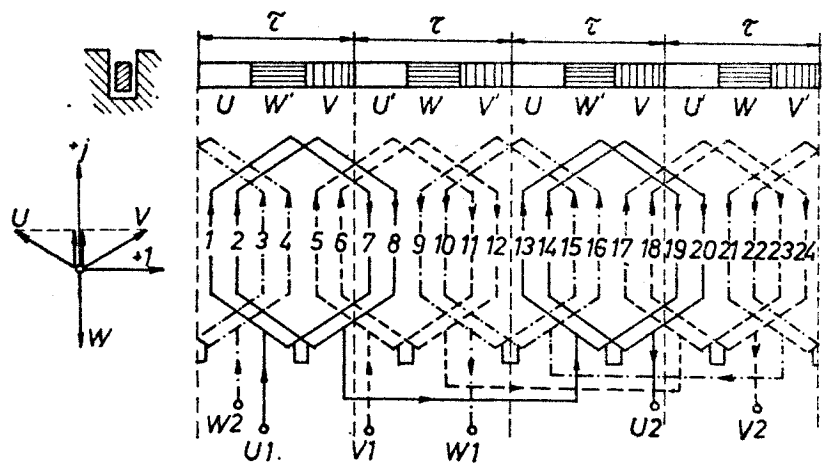


Rys.3.9. Zezwój uzwojenia dwuwarstwowego i jego ułożenie w żłobku

równa liczbie żłobków maszyny. Strony czynne (boki) zezwojów układa się: jedną w górnej warstwie, a drugą - w dolnej warstwie odpowiednich żłobków.

#### Uzwojenia jednowarstwowe

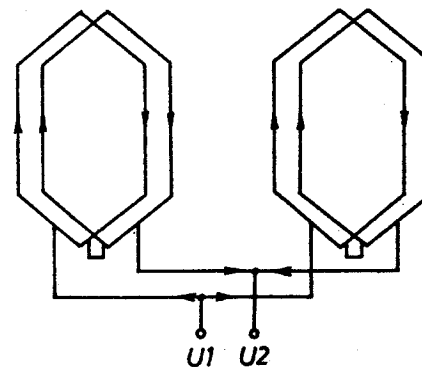
Przy zadanych liczbach żłobków  $Z$ , biegunów  $2p$  i faz  $m$  oraz przy  $q$  całkowitym rozdział żłobków na fazy uzwojenia jednowarstwowego jest łatwy i praktycznie bezwariantowy. W każdej podziałce biegunowej powinno znajdować się  $m$  stref fazowych z  $q$  żłobkami w każdej. Strefy te muszą być rozmieszczone przestrzennie tak, aby odpowiadać kątowi fazowemu w gwiazdzie sił elektromotorycznych. Na rysunku 3.10 pokazany jest schemat uzwojenia jednowarstwowego o jednakowych zezwojach o danych:  $Z = 24$ ,  $2p = 4$ ,  $m = 3$ ,  $y = T = 6$ ,  $q = 2$ . Wykres wektorowy tego uzwojenia znajduje się na rysunku 3.4. W górnej części rysunku 3.10 przedstawiony jest rozkład żłobków na strefy o  $q$  żłobkach każda, który dokładnie koresponduje



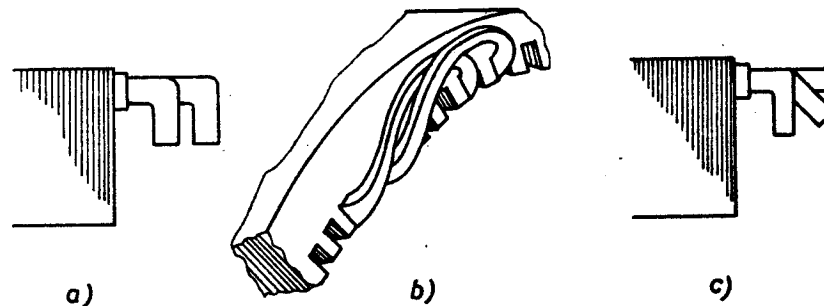
Rys.3.10. Schemat uzwojenia trójfazowego jednowarstwowego o  $Z = 24$ ,  
 $2p = 4$

z gwiazdą SEM (rys.3.4). Kąt przesunięcia między strefami maszyny rzeczywistej jest  $p$  - krotnie mniejszy niż kąt przesunięcia fazowego między grupami wektorów gwiazdy sił elektromotorycznych  $-\delta_{ij} = \frac{\delta_i}{p}$  (zob.p.3.2.1). Połączenie między grupami zewojów może być szeregowe (rys.3.10) lub równoległe (rys.3.11). Liczba możliwych gałęzi równoległych uzwojenia jednowarstwowego równa jest liczbie par biegunów -  $a = p$ .

W zależności od ułożenia połączeń czołowych uzwojenia jednowarstwowe mogą być dwupiętrowe (rys.3.12a), w których połączenia czołowe znajdują się w dwóch płaszczyznach (piętrach) lub trzy piętrowe (rys.3.12c). Mogą być wykonane i tak, aby wszystkie połączenia czołowe układały się w przestrzeni jednakowo (rys.3.12b).



Rys.3.11. Połączenie równoległe grup zewojów fazy



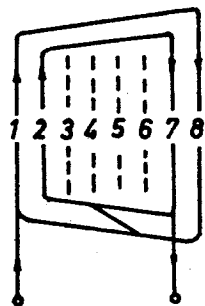
Rys.3.12. Połączenia czołowe uzwojeń jednowarstwowanych

Ostatni typ uzwojenia jednowarstwowego stosowany jest najczęściej. Z kolei te ostatnie uzwojenia dzieli się na: a) uzwojenia o jednokowych zewojach (uzwojenia szablonowe - rys.3.10) i b) uzwojenia koncentryczne i c) uzwojenia o grupach dzielonych (uzwojenia łańcuchowe).

Połączenie między grupami zewojów (szeregowo lub równoległe), tak również między zewojami uzwojenia łańcuchowego powinno być zgodne z kierunkami sił elektromotorycznych indukowanych



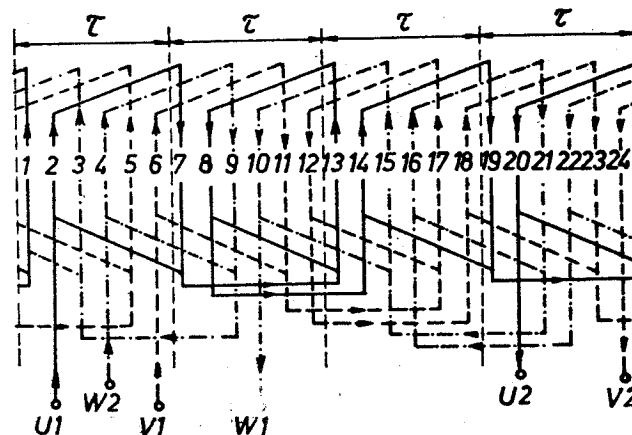
w tych częściach. Zwroty SEM przyjmuje się umownie (na rys.3.10 są one zaznaczone strzałkami), lecz zgodnie z zasadami tworzenia uzwojenia. Kierunek SEM powinien być ten sam dla całej fazy uzwojenia lub gałęzi równoległej, zgodny z kierunkiem obchodzenia uzwojenia.



Rys.3.13. Grupa zezwojów uzwojenia koncentrycznego

Uzwojenia koncentryczne wykonuje się analogicznie jak uzwojenia szablonowe z tą różnicą, że poszczególne zezwoje w grupie układa się koncentrycznie (rys.3.13). Uzwojenia o grupach dzielonych (rys.3.14) wykonywane są z nieparzystym poskokiem zezwojów. Charakterystyczne dla nich jest układanie na zmianę krótkich i długich boków zezwojów i tzw. "rozścielenie" grup w różne strony (por.rys.3.10 i rys.3.14).

Uzwojenia dwuwarstwowe nie mogą być wykonywane z poskokiem skróconym. Jest to ich zasadniczą wadą. Kryterium oceny, czy uzwojenie jest średnicowe czy cięciwowe, jest odległość pomiędzy środkami stref fazowych danej grupy zezwojów. Z tego powodu uzwojenie z rysunku 3.14 jest uzwojeniem średnicowym, pomimo, że rozpiętość zezwojów jest o jeden żłobek mniejsza niż podziałka biegumowa  $\tau$ .

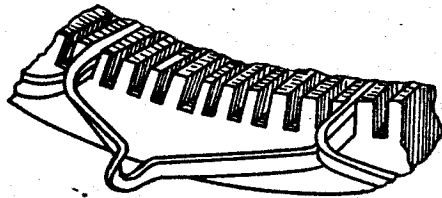


Rys.3.14. Schemat uzwojenia trójfazowego o grupach dzielonych

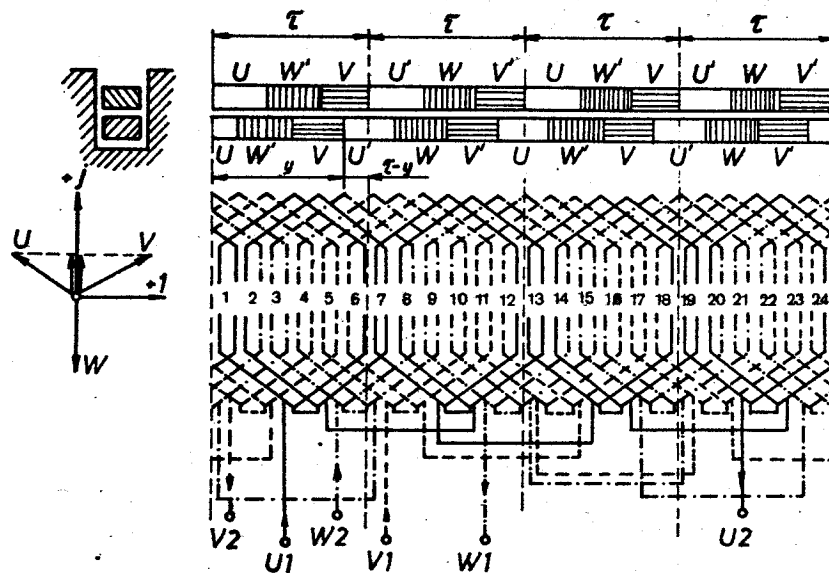
#### Uzwojenia dwuwarstwowe

Uzwojenia dwuwarstwowe są bardzo szeroko stosowanymi uzwojeniami maszyn prądu przemiennego. Mają one cały szereg zalet. Uzwojenia te mogą być wykonywane z poskokiem skróconym. W związku z tym pole magnetyczne wytwarzane przez to uzwojenie ma rozkład przestrzenny praktycznie sinusoidalny. Siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu o skróconym poskoku jest też bliska sinusoidalnej. Skrócenie poskoku prowadzi do oszczędności materiału, ponieważ części czołowe uzwojenia są krótsze.

Uzwojenia dwuwarstwowe wykonuje się z jednakowych zezwojów (rys.3.15). Jest to dużym ułatwieniem technologicznym przy jednoczesnym zagwarantowaniu pełnej symetrii elektromagnetycznej faz i gałęzi równoległych. Wadami uzwojeń dwuwarstwowych są: bardziej skomplikowane układanie zezwojów w żłobkach, trudniejszy remont cewek, szczególnie dolnej warstwy i inne.



Rys.3.15. Ułożenie zezwojów uzwojenia dwuwarstwowego



Rys.3.16. Schemat uzwojenia trójfazowego dwuwarstwowego o  $2 = 24$ ,  
 $2p = 4$ ,  $y = \frac{5}{6}\tau = 5x$

Na rysunku 3.16 pokazano schemat uzwojenia dwuwarstwowego maszyny o danych:  $2 = 24$ ,  $2p = 4$ ,  $m = 3$ ,  $q = 2$ ,  $y = \frac{5}{6}\tau = 5$  zębów (skrótowy o jeden ząbek). Zasada budowy tego uzwojenia jest taka sama jak przy uzwojeniu jednowarstwowym. Grupy boków zezwojów układa się dla obliczonej wartości  $q$  oddzielnie dla każdej warstwy uzwojenia. Strefy fazowe warstwy dolnej są przesunięte w stosunku do warstwy górnej o  $\tau - y = \frac{\tau}{6}$ . Przy poskoku skróconym przesunięcie to jest w lewo, natomiast przy  $y > \tau$  - w prawo w stosunku do warstwy górnej. Z tego można wywnioskować, że uzwojenie dwuwarstwowo o poskoku cięciwowym jest elektromagnetycznie ekwiwalentne dwóm uzwojeniom jednowarstwowym (o poskoku średnicowym) przesuniętym wobec siebie o odległość  $\tau - y$ .

Wszystkie zezwoje uzwojenia są jednakowe, co jest wynikiem łączenia boków warstwy górnej z bokami warstwy dolnej znajdującymi się w odległości  $y$  zębów. Boki warstwy dolnej przyjęto kreślić liniami przerywanymi. Łączenie zezwojów i grup fazowych wykonuje się na tej samej zasadzie, jak przy uzwojeniach jednowarstwowym.

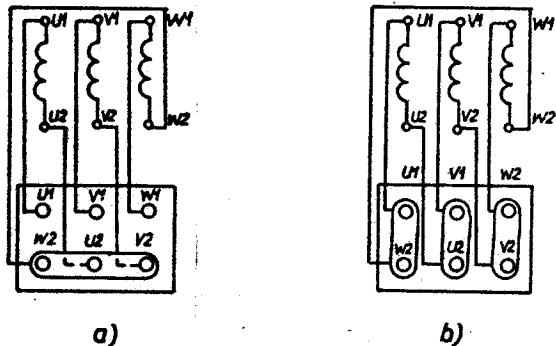
Liczba gałęzi równoległych, możliwych do zrealizowania jest dwukrotnie większa od analogicznego parametru uzwojenia jednowarstwowego -  $a = 2p$ . Przyczyną tego stanu rzeczy jest dwukrotnie większa liczba grup zezwojów w każdej fazie.

Przy uzwojeniach dwuwarstwowym o skróconym poskoku szczególnej uwagi wymaga izolacja międzywarstwowa, ponieważ są zębki, w których boki zezwojów należą do różnych faz, co oznacza, że między nimi może wystąpić pełne napięcie międzyprzewodowe.

Ł ą c z e n i e u z w o j e ń t r ó j f a z o w y c h

Uzwojenia trójfazowych maszyn wirujących prądu przemiennego można łączyć w gwiazdę lub trójkąt, podobnie jak uzwojenia trójfazowe transformatorów. Na tabliczce zaciskowej maszyny wyprowadza się normalnie zarówno początki, jak i końce uzwojeń fazowych, co daje

możliwość połączenia ich w gwiazdę - Y (rys.3.17a) lub trójkąt - D (rys.3.17b). W niektórych przypadkach uzwojenia zostają połączone fabrycznie wewnątrz maszyny, a na tabliczce wyprowadzone są tylko trzy zaciski do podłączenia do sieci. Zgodnie z normami, zaciski na desce zaciskowej oznacza się symbolami  $U_1, U_2, V_1 - V_2, W_1 - W_2$  (rys.3.17).



Rys.3.17. Połączenia uzwojeń trójfazowych

### Uzwojenia jednofazowe

W maszynach jednofazowych wykorzystuje się nie wszystkie zębki, lecz tylko  $\frac{2}{3}$  ogólnej ich liczby. Wykorzystywanie wszystkich zębów nie jest wskazane, ponieważ siły elektromotoryczne indukowane w przewodach, leżących na skraju strefy fazowej są przesunięte w fazie o kąt  $\frac{\pi}{2}$  w stosunku do SEM indukowanych w środku strefy. W związku z tym wypadkowa siła elektromotoryczna uzwojenia (suma wektorowa) zostaje bardzo mała. Sposób łączenia zezwojów i grup zezwojów jest taki sam, jak przy uzwojeniach wielofazowych.

W wielu przypadkach w maszynach jednofazowych wykonuje się jeszcze jedno uzwojenie - uzwojenie rozruchowe. Uzwojenie to umiesz-

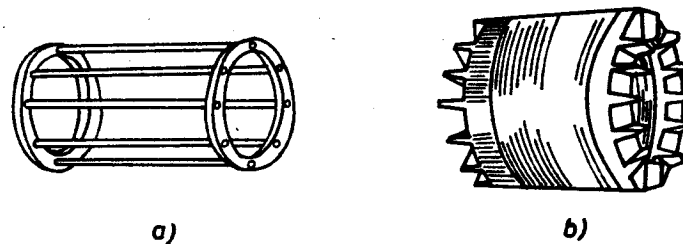
cza się właśnie w pozostałych niezajętych zębках maszyny ( $\frac{1}{3}$  ogólnej ich liczby).

### Uzwojenia dwufazowe

Uzwojenia dwufazowe stosowane są w maszynach prądu przemiennego małej mocy. W tym przypadku zębki stojana rozdziela się po równo między dwoma uzwojeniami jednofazowymi. Siły elektromotoryczne indukowane w poszczególnych uzwojeniach jednofazowych są przesunięte w fazie między sobą o kąt  $\frac{\pi}{2}$ .

### Uzwojenie klatkowe

W takie uzwojenie wypasa się wirniki silników asynchronicznych klatkowych. Składa się ono z prętów materiału przewodowego (miedź, aluminium, lub stopy miedzi) połączonych obustronnie pierścieniami zwierającymi (rys.3.18). Najczęściej stosowanym uzwojeniem klatkowym jest uzwojenie aluminiowe odlewane w całości



Rys.3.18. Uzwojenie klatkowe (a) i wirnik klatkowy (b)

(razem z pierścieniami zwierającymi). Nazwę "klatkowe" uzwojenie to uzyskało, ponieważ kształtem przypomina klatkę. W teorii maszyn elektrycznych przyjmuje się, że uzwojenie klatkowe jest  $m_2$  - fazowe, przy czym liczba faz jest równa liczbie prętów klatki ( $m_2 = z_2$ ). W wielu przypadkach pierścienie zwierające odgrywają rolę wentylatora. W tym przypadku mają oczywiście odpowiednio przystosowane do tego celu łopatki (rys.3.18b).

### 3.2. Siły elektromotoryczne i współczynniki uzwojenia

#### 3.2.1. Uwagi ogólne

Siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu prądu przemiennego zależy od kształtu rozkładu przestrzennego pola magnetycznego maszyny. Wartość SEM związana jest ściśle z amplitudą pola, natomiast jej przebieg w czasie - z kształtem przestrzennym pola.

W ogólnym przypadku można uważać, że przestrzenny kształt pola magnetycznego jednej podziałki biegunowej jest bliski trapezu (rys.3.19). Składowa promieniowa (radialna) indukcji magnetycznej jest funkcją okresową w przestrzeni, więc może być zastąpiona szeregiem nieparzystych składowych harmonicznych

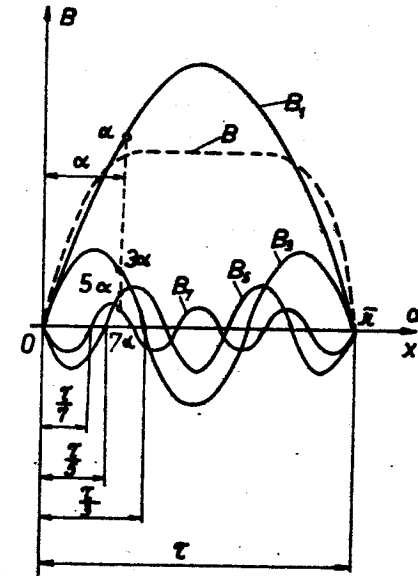
$$\nu = 2k + 1 \quad (k = 0, 1, 2, 3, \dots):$$

$$B_x = \sum_{\nu} B_{\nu m} \sin \nu \frac{x}{\tau} \quad (3.6)$$

Przy powyższym zastąpieniu indukcji magnetycznej szeregiem harmonicznych przestrzennych należy wziąć pod uwagę fakt, że jednej podziałce biegunowej podstawowej harmonicznej odpowiadają  $\nu$  podziałek biegunowych  $\nu$ -tej harmonicznej (rys.3.19). Podziałka biegunowa podstawowej harmonicznej  $\tau_1$  równa jest podziałce biegunowej maszyny  $\tau$  ( $\tau_1 = \tau$ ). Z tego wynika, że:

$$\tau = \nu \tau_y \quad \text{lub} \quad \tau_y = \frac{\tau}{\nu} \quad (3.7)$$

Z równości (3.7) można wywnioskować, że liczba biegunów dowolnej  $\nu$ -tej harmonicznej pola magnetycznego jest  $\nu$ -krotnie większa od liczby biegunów maszyny:



Rys.3.19. Rozkład indukcji magnetycznej na przestrzeni jednej podziałki biegunowej

$$p_y = \nu p \quad (3.8)$$

Współrzędna kątowa  $d_y$  dowolnej harmonicznej jest powiązana ze współrzędną kątową podstawowej harmonicznej -  $d = \frac{x}{\tau} \pi$  równaniem

$$d_y = \frac{x}{\tau_y} \pi = \nu \frac{x}{\tau} \pi = \nu d \quad (3.9)$$

Określona wyżej współrzędna kątowa  $d$  nazywana jest zwykle elektryczną. W ogólnym przypadku jest ona różna od geometrycznej współrzędnej  $d_g$ . Różnica między elektryczną a geometryczną

współrzedną danego punktu obwodu twornika maszyny wynika z faktu, że na przestrzeni jednej podwójnej podziałki biegunowej  $2\tau$  występuje jedna pełna zmiana pola magnetycznego i wszystkich zjawisk związanych z nim w trakcie jego ruchu względnego w stosunku do przewodów uzwojeń. Odpowiada to okresowi powtarzalności  $T = 2\pi$  [rad].

W aspekcie geometrycznym jedna podwójna podziałka biegunowa wynosi  $\frac{1}{p}$  części obwodu twornika i odpowiada kątowi  $\frac{2\pi}{p}$  [rad]. Stąd wywodzi się relacja między dowolną współrzedną elektryczną  $\alpha$  a odpowiadającą jej współrzedną geometryczną  $\alpha_g$  -

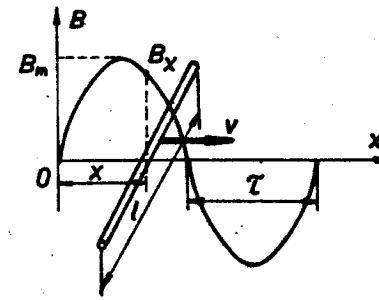
$$\alpha = p\alpha_g \quad (3.10)$$

W teorii maszyn elektrycznych operuje się zwykle elektrycznymi współrzednymi kątowymi. Do nich sprowadza się też współrzedne przestrzenne.

Zastąpienie indukcji magnetycznej szeregiem daje możliwość traktowania siły elektromotorycznej uzwojenia jako złożonej ze składowej podstawowej ( $\nu = 1$ ) i wyższych harmonicznych ( $\nu > 1$ ). Pozwala to szukać środków tłumienia lub całkowitego usuwania niektórych harmonicznych siły elektromotorycznej. Przy pomyślnym rozwiązaniu tego problemu siła elektromotoryczna uzwojenia staje się praktycznie sinusoidalna.

### 3.2.2. Siła elektromotoryczna uzwojenia indukowana przez podstawową harmoniczną pola magnetycznego

Analizę siły elektromotorycznej uzwojenia przeprowadza się przy założeniu, że pole magnetyczne, o stałej wartości wzdłuż całej długości  $l$  przewodów uzwojenia, porusza się względem uzwojenia ze stałą prędkością  $v$  w kierunku osi odciętych  $x$



Rys.3.20. SEM przewodu indukowana podstawową harmoniczną pola

(kierunek ruchu jest prostopadły do kierunku pola). Dla jasności i prostoty, zarówno na rysunku (rys.3.20) jak i w równaniach, wszystkie wielkości związane z oddziaływaniem pierwszej harmonicznej pola- siły elektromotoryczne, siły magnetomotoryczne i inne - będą pisane bez indeksu 1.

Pierwsza harmoniczna składowej radialnej (promieniowej) indukcji magnetycznej pola wynosi:

$$B_x = B_m \sin \frac{x}{\tau} \quad (3.11)$$

Siłę elektromotoryczną, indukowaną przez pierwszą harmoniczną indukcji magnetycznej w pojedynczym przewodzie określa równanie:

$$e_p = B_x l v = B_m l v \sin \frac{x}{\tau} \quad (3.12)$$

Prędkość ruchu pola względem przewodu można wyrazić znanym prawem mechaniki:

$$v = \frac{l}{t} = \frac{\tau}{2} = 2\tau f, \quad (3.13)$$

gdzie  $T$  - czas jednego okresu, a  $f = \frac{1}{T}$  - częstotliwość funkcji okresowej. Z równań (3.13) i (3.12) można zanotować:

$$\frac{x}{\tau} = 2\pi f \quad (3.14)$$

oraz

$$e_{pm} = B_m l 2\tau f = \pi f \phi, \quad (3.15)$$

gdzie

$$\phi_m = \frac{2}{\pi} B_m \tau \quad (3.16)$$

jest amplitudą pierwszej harmonicznej strumienia magnetycznego jednej podziałki biegunowej.

Po przekształceniu równania (3.12) - (3.16) dla siły elektromotorycznej przewodu uzyskuje się:

$$e_p = e_{pm} \sin \omega t \quad (3.17)$$

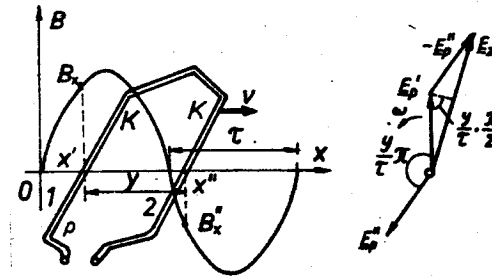
gdzie

$$\omega = 2\pi f \quad (3.18)$$

Wartość skuteczna pierwszej harmonicznej siły elektromotorycznej przewodu wynosi:

$$E_p = \frac{e_{pm}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f \phi_m \quad (3.19)$$

Siła elektromotoryczna zwoju złożonego z dwóch szeregowo połączonych przewodów odległych od siebie o  $y$  zębów (rys.3.21)



Rys.3.21. SEM zwoju o skróconym poskoku

jest różnicą geometryczną dwóch przewodowych sił elektromotorycznych  $E_p'$  i  $E_p''$  przesuniętych w fazie o kąt  $\frac{y}{\tau} \pi$ :

$$E_z = |E_p' - E_p''| = 2E_p \sin \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (3.20)$$

Wielkość

$$k_y = \sin \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (3.21)$$

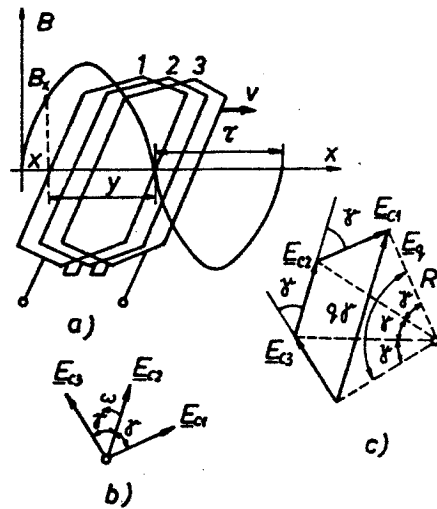
nazywana jest współczynnikiem skrótu uzwojenia. Przy  $y = \tau$   $k_y = 1$ , natomiast przy  $y \neq \tau$   $k_y < 1$ . Współczynnik skrótu uwzględnia w jakim stopniu maleje siła elektromotoryczna uzwojenia przy wykonaniu go o poskoku różnym od średnicowego.

Siła elektromotoryczna zezwoju (cewki) składającego się z  $z_c$  szeregowo połączonych zwojów wynosi:

$$E_c = z_c E_z \quad (3.22)$$

Podstawiając (3.19), (3.20) i (3.21) do wzoru (3.22) dla siły elektromotorycznej zezwoju uzyskuje się

$$E_c = \pi \sqrt{2} f z_c k_y \phi_m \quad (3.23)$$



Rys.3.22. SEM grupy zewojów: a - w przestrzeni, b,c - w czasie

Grupa zewojów składa się z  $q$  połączonych szeregowo zewojów umieszczonych w różnych żłobkach. Ich siły elektromotoryczne są przesunięte o kąt  $\gamma = \frac{2\pi}{Z} p$  (rys.3.22.a,b). W związku z tym siła elektromotoryczna grupy  $E_q$  będzie sumą geometryczną SEM zewojów, biorących w niej udział (rys.3.22.c). Ta siła elektromotoryczna jest mniejsza od sumy algebraicznej wektorów zewojowych sił elektromotorycznych -  $q E_c$ . Stosunek

$$k_q = \frac{E_q}{q E_c} \quad (3.24)$$

nazywany jest w teorii maszyn elektrycznych współczynnikiem grupy. Charakteryzuje on zmniejszenie się siły elektromotorycznej grupy w wyniku rozłożenia jej  $qz_c$  zewojów w  $q$  żłobkach. W przypadku całkowitej liczby  $q$  współczynnik grupy wyznacza się analitycznie za pomocą rysunku 3.22 c. Jeśli  $R$  jest promieniem

okręgu opisanego wokół wieloboku napięć, dla sił elektromotorycznych tworzących omawianą figurę można wyprowadzić następujące wzory:

$$E_q = 2R \sin q \frac{\gamma}{2}; \quad E_c = 2R \sin \frac{\gamma}{2} \quad (3.25)$$

skąd dla współczynnika grupy następuje:

$$k_q = \frac{\sin q \frac{\gamma}{2}}{q \sin \frac{\gamma}{2}} \quad (3.26)$$

Siłę elektromotoryczną grupy zewojów wyznacza się z równania (3.24) po uwzględnieniu (3.23):

$$E_q = \pi \sqrt{2} f q z_c k_u \phi_m \quad (3.27)$$

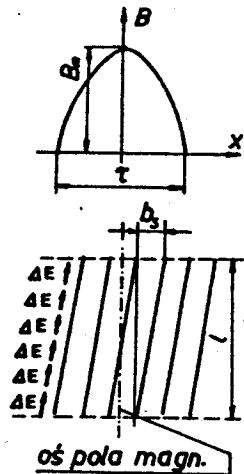
gdzie

$$k_u = k_y \cdot k_q \quad (3.28)$$

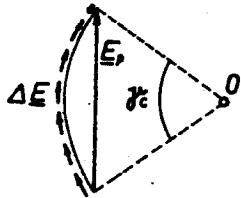
jest tzw. współczynnikiem uzwojenia. Uwzględnia on jednocześnie wpływ skrótu poskoku uzwojenia i tworzenie grup zewojów ( $q > 1$ ).

Niekiedy żłobki maszyn prądu przemiennego wykonuje się skośnie. Oznacza to, że żłobki (i przewody) danej części maszyny - zwykle jest to wirnik - ułożone są pod określonym kątem  $\gamma_s$  w stosunku do osi maszyny i tworzącej pola magnetycznego (rys.3.23). Kąt ten zależy od przesunięcia  $b_s$  między początkiem a końcem żłobka i wynosi:

$$\gamma_s = \frac{b_s}{\tau} \pi \quad (3.29)$$



Rys.3.23. Skos żłobków względem osi pola



Rys.3.24. SEM przewodu skoszonego względem osi pola

Faza sił elektromotorycznych indukowanych w poszczególnych punktach przewodu poruszającego się w sinusoidalnym polu magnetycznym jest różna. Siły elektromotoryczne  $\Delta E$  dwóch końcowych punktów tegoż przewodu są przesunięte o kąt  $\gamma_s$ . Wypadkowa siła elektromotoryczna przewodu znajdującego się w skośnym żłobku  $E_p$  jest sumą geometryczną

elementarnych wektorów  $\Delta E$  (rys.3.24). W przypadku granicznym, przy nieskończenie małych odcinkach przewodu ( $\Delta E \rightarrow 0$ ), geometryczna suma  $E_p$  wektorów  $\Delta E$  jest równa cięciwie łuku koła o kącie środkowym  $\gamma_s$ . Analogicznie jak w przypadku współczynnika grupy można wyznaczyć w s p ó ł c z y n n i k s k o s u stosunkiem długości cięciwy AB i długości łuku koła AB, a więc:

$$k_s = \frac{AB}{\overset{\frown}{AB}} = \frac{2R_s \sin(\gamma_s/2)}{R_s \gamma_s} = \frac{\sin \frac{\gamma_s}{2}}{\gamma_s/2} \quad (3.30)$$

Współczynnik skosu jest odbiciem zmniejszania się siły elektromotorycznej uzwojenia wskutek skosu żłobków.

Siła elektromotoryczna grupy zewojów, ułożonych w żłobkach wykonanych skosem wynosi:

$$E_q = \sqrt{2} f q z_c k_u k_s \Phi_m \quad (3.31)$$

Siła elektromotoryczna całej fazy zależy od liczby grup zewojów połączonych szeregowo. Liczba wszystkich grup uzwojenia jednowarstwowego wynosi  $p$ , natomiast uzwojenia dwuwarstwowego -  $2p$ . Przy całkowitej liczbie  $q$  ich siły elektromotoryczne mają jednakową wartość, lecz są przesunięte fazowo o  $360^\circ$  lub  $180^\circ$ . Fakt ten pozwala sumować je algebraicznie, więc przy  $a$  gałęziach równoległych w jednej fazie, jej siła elektromotoryczna będzie:

$$E = \frac{1}{a} p E_q \quad \text{lub} \quad E = \frac{1}{a} 2p E_q \quad (3.32)$$

Liczba szeregowo połączonych zwojów fazy wynosi odpowiednio dla uzwojenia jednowarstwowego i dwuwarstwowego:

$$z = \frac{1}{a} p q z_c \quad ; \quad z = \frac{1}{a} p q z_c \quad (3.33)$$



W takim razie z równania (3.32), przy uwzględnieniu (3.31) i (3.33), wynika, że siła elektromotoryczna  $E$ , powstała w jednej fazie danego uzwojenia wskutek działania podstawowej harmonicznej pola magnetycznego, może być wyrażona ostatecznie wzorem:

$$E = \sqrt{2} f_z k_u k_s \phi_m = 4.44 f_z k_u k_s \phi_m \quad (3.34)$$

Równanie (3.34) różni się od równania siły elektromotorycznej transformatora (2.2) tylko współczynnikiem  $k_u k_s < 1$ . Fakt ten tłumaczy się tym, że w wyniku skrótu poskoku uzwojenia i jego rozłożenia ( $q > 1$ ) główny strumień magnetyczny maszyny nie jest w całości skojarzony z jej uzwojeniem.

### 3.2.3. Siły elektromotoryczne wyższych harmonicznych pola magnetycznego

Siły elektromotoryczne indukowane w uzwojeniu przez wyższe przestrzenne harmoniczne pola  $\phi_v$  są sinusoidalne w czasie i ich wartości skuteczne wyrażane są wzorami podobnymi do (3.34). W ogólnym przypadku, jeśli częstotliwość harmonicznej rzędu  $v$  jest  $f_v$ , uwzględniając współrzędne katowe harmonicznych ( $\alpha_v = v\alpha$ ), dla siły elektromotorycznej dowolnej harmonicznej można napisać:

$$E_v = \sqrt{2} f_v z k_{uv} k_{sv} \phi_{mv} \quad (3.35)$$

Współczynniki skrótu  $k_{yv}$ , grupy  $k_{qv}$  i skosu  $k_{sv}$  określane są wzorami podobnymi do wzorów (3.21), (3.26) i (3.30) odnoszących się do pierwszej harmonicznej, po podstawieniu odpowiednich współrzędnych katowych, a mianowicie:

$$k_{yv} = \sin v \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \quad (3.36)$$

$$k_{qv} = \frac{\sin qv \frac{\beta}{2}}{q \sin v \frac{\beta}{2}} \quad (3.37)$$

$$k_{uv} = k_{yv} k_{qv} \quad (3.38)$$

$$k_{sv} = \frac{\sin v \frac{\pi}{2}}{v \frac{\pi}{2}} \quad (3.39)$$

Częstotliwość  $f_v$  siły elektromotorycznej  $E$ , jest uzależniona od prędkości ruchu  $v$ , lub od prędkości obrotowej  $n_v$  przestrzennej harmonicznej pola rzędu  $v$  względem uzwojenia. Ze znanej z mechaniki relacji (3.13)

$$v_v = 2 \tau_v f_v = \pi D n_v \quad (3.40)$$

po podstawieniu

$$\tau_v = \frac{\tau}{v} = \frac{\pi D}{2pv}$$

dla częstotliwości  $f_v$  uzyskuje się:

$$f_v = p_v n_v = v p n \quad (3.41)$$

W zakresie prędkości wirowania harmonicznych pola magnetycznego maszyn elektrycznych charakterystyczne są dwa przypadki.

W pierwszym (typowym dla maszyn synchronicznych) wszystkie harmoniczne pola induktora mają jednakową prędkość obrotową, równą

prędkości obrotowej wirnika -  $n_v = n_1$ . W drugim przypadku (maszyny asynchroniczne, pole twornika maszyn synchronicznych) harmoniczne pola wytworzonego przez uzwojenie prądu przemiennego mają prędkość obrotową  $n_v = \frac{n_1}{\nu}$  (p.3.3.3). W konsekwencji częstotliwość  $f_v$  sił elektromotorycznych  $E_v$  wyższych harmonicznych pola, zgodnie z (3.41) będzie wynosiła:

$$f_v = \nu f \quad \text{lub} \quad f_v = f \quad (3.42)$$

Amplitudy wyższych harmonicznych SEM są zawsze mniejsze od amplitudy harmonicznej podstawowej. Ze wzorów (3.16), (3.34), (3.35) i (3.42) można wyprowadzić następujące relacje:

$$\frac{E_v}{E_1} = \frac{k_{\nu v} k_{s v}}{k_u k_s} \cdot \frac{1}{\nu} \cdot \frac{B_{\nu m}}{B_m} \quad - \text{ dla maszyn asynchronicznych}$$

i

$$\frac{E_v}{E_1} = \frac{k_{\nu v} k_{s v}}{k_u k_s} \cdot \frac{B_{\nu m}}{B_m} \quad - \text{ dla maszyn synchronicznych}$$

Relacje te pozwalają wnioskować od czego zależy i jaki jest względny wpływ dowolnej harmonicznej siły elektromotorycznej uzwojenia, a w konsekwencji jakie mogą być sposoby jej usunięcia z SEM maszyny.

### 3.2.4. Siła elektromotoryczna uzwojenia. Sposoby eliminowania wyższych harmonicznych

Wartość skuteczna siły elektromotorycznej indukowanej w danym uzwojeniu przez pole magnetyczne o niesinusoidalnym przebiegu przestrzennym (3.6) wynosi:

$$E = \sqrt{\sum_{\nu=2k+1} E_{\nu}^2}, \quad \text{przy } k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.43)$$

Z równania (3.43) wynika, że w ogólnym przypadku siła elektromotoryczna uzwojenia maszyny prądu przemiennego nie jest sinusoidalna. Wyższe harmoniczne siły elektromotorycznej wpływają niekorzystnie na pracę tak samej maszyny elektrycznej, jak i sieci elektrycznej z nią połączonej. Najbardziej skuteczny sposób wyeliminowania wyższych harmonicznych polega na wzbudzeniu sinusoidalnego pola magnetycznego w maszynie. Jest to jednak prawie niemożliwe. Wobec tego zmniejszanie lub eliminowanie harmonicznych SEM dokonuje się przez odpowiednie połączenie i poprzez specjalne wykonanie uzwojenia.

Przy połączeniu uzwojenia w gwiazdę międzyprzewodowe siły elektromotoryczne nie zawierają wyższych harmonicznych rzędu równego lub będącego wielokrotnością liczby faz  $m$ . Np. w przypadku maszyny trójfazowej ( $m = 3$ ) w sile elektromotorycznej uzwojenia zabraknie wspomnianych harmonicznych rzędu  $\nu = 2k \pm 1 = 6k \pm 1$ , ponieważ trzecie i podzielne przez trzy harmoniczne są w fazie i przy odejmowaniu fazowych sił elektromotorycznych znową się wzajemnie.

Przy połączeniu uzwojenia trójfazowego w trójkąt międzyprzewodowa siła elektromotoryczna jest równa fazowej. W obwodzie zamkniętym trójkąta suma wszystkich harmonicznych SEM wynosi zero z wyjątkiem trzecich i podzielnych przez trzy. Harmoniczne te sumują się arytmetycznie i wymuszają prądy, powodujące straty energii w uzwojeniu. W związku z tym w wielu przypadkach połączenie w trójkąt jest unikane.

Przedsięwzięcia konstrukcyjne stosowane do likwidowania lub zmniejszania pozostałych wyższych harmonicznych sprowadzają się do: skracania poskoku uzwojenia, wykonania uzwojenia z liczbą  $q > 1$ ; skos żłobków.

a. Skrócenie poskoku uzwojenia może doprowadzić do zupełnego zlikwidowania niektórych harmonicznych SEM. Do tego można dojść, jeśli wybierze się taki poskok uzwojenia, dla którego współczynnik

skrótu danej harmonicznej  $k_{y\nu}$ , ma wartość zerową. Z (3.36) wynika, że  $k_{y\nu} = 0$  pod warunkiem, że:

$$\beta = \frac{y}{\tau} = \frac{2k}{y} \quad \text{przy } k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.44)$$

Poskok względny uzwojenia  $\beta = \frac{y}{\tau}$  powinien być w tym przypadku tak dobrany, aby się nie obniżała za bardzo wartość podstawowej harmonicznej siły elektromotorycznej. Np. jeśli trzeba usunąć z siły elektromotorycznej harmoniczną rzędu  $\nu = 5$  najbardziej dogodnym poskokiem uzwojenia jest  $\beta = \frac{4}{5}$ ; aby usunąć siódmą harmoniczną -  $\beta = \frac{6}{7}$  itp. Skróceniem poskoku nie mogą być zlikwidowane jednocześnie wszystkie harmoniczne siły elektromotorycznej. Skrócenie wykonywane jest normalnie tak, aby zmniejszyć możliwie najwyraźniej kilka silnie występujących harmonicznych. Można przyjąć np., że dobrym poskokiem do silnego zmniejszania piątej i siódmej harmonicznych jest poskok względny  $\beta = \frac{5}{6}$ . W tym przypadku  $k_{y5} = k_{y7} = 0,259$ , natomiast  $k_y = 0,966$ . Oznacza to, że harmoniczne  $\nu = 5$  i  $\nu = 6$  będą bardzo słabe, lecz podstawowa pozostanie praktycznie bez zmiany.

b. Rozłożenie uzwojenia ( $q \neq 1$ ) doprowadza do zmniejszenia wartości skutecznych harmonicznych, ponieważ przy  $q > 1$   $k_{q\nu}$  znacznie zmniejsza swoją wartość. Przy tym współczynnik grupy dla podstawowej harmonicznej praktycznie się nie zmienia - dla  $q \in 2 \rightarrow \infty$   $k_q$  znajduje się w granicach  $k_q \in 0,966 + 0,955$ .

c. Skos żłobków stosuje się do usuwania harmonicznych siły elektromotorycznej powstałych wskutek istnienia żłobków i zębów w stojanie i w wirniku i związanych z nimi harmonicznych pola magnetycznego. Rząd tych harmonicznych jest proporcjonalny do liczby żłobków w jednej podwójnej podziałce biegunowej:

$$v_z = k \frac{z}{p} \pm 1 = 2kq \pm 1 \quad \text{przy } k = 1, 2, \dots \quad (3.45)$$

Z tego powodu harmoniczne te nazywane są często żłobkowymi. Przy małej liczbie żłobków rząd tych harmonicznych jest niewielki, co powoduje, że mogą one mieć dość duże amplitudy. Oprócz tego kąt przesunięcia fazowego między SEM  $E_{y,z}$  w przewodach dwóch sąsiednich żłobków przy  $k = 1$  wynosi

$$\alpha_{yz} = \frac{2\pi}{z} p v_z = \frac{2\pi}{z} p \left( \frac{z}{p} \pm 1 \right) = 2\pi \pm \pi$$

Wynika stąd, że współczynnik uzwojenia dla harmonicznych żłobkowych będzie równy współczynnikowi podstawowej harmonicznej. Z tego powodu składowe harmoniczne siły elektromotorycznej od żłobkowych harmonicznych pola mogą osiągać spore wartości ( $\frac{k_{uvz}}{k_u} = 1$ ). W związku z tym do usuwania tych sił elektromotorycznych nie można stosować skrócenia poskoku, ponieważ silnie maleje podstawowa harmoniczna siły elektromotorycznej.

Żłobkowe harmoniczne usuwa się lub zmniejsza stosując żłobki skośne względem osi maszyny i do tworzącej pola. Jeśli dobierze się skos wielkości

$$b_s = \frac{2\tau}{v_z} = \frac{2p\tau}{z \pm p} \quad (3.46)$$

z równań (3.39) i (3.29) wynika, że  $k_{svz} = 0$ , w związku z czym i  $E_{y,z} = 0$ . W praktyce przyjmuje się skos żłobków równy jednej podziałce żłobkowej, ponieważ  $2 \gg p$ :

$$b_s = \frac{2p\tau}{z} = \frac{\pi D}{z} = t_1 \quad (3.47)$$

Inny sposób zmniejszania harmonicznych żłobkowych polega na zwiększaniu liczby  $q$ . Zgodnie z (3.45) w tym przypadku wzrośnie rząd tych harmonicznych, a tym samym zmniejszą się amplitudy żłobkowych harmonicznych pola i związanych z nimi sił elektromotorycznych  $E_{\nu 2}$ .

### 3.3. Pole magnetyczne uzwojeń prądu przemiennego

#### 3.3.1. Uwagi ogólne

Analizę pola magnetycznego, wytwarzanego przez uzwojenia prądu przemiennego w szczelinie powietrznej maszyny, wygodnie jest przeprowadzić za pomocą siły magnetomotorycznej (przepływu) uzwojenia. Wyznaczanie siły magnetomotorycznej (SMM) wykonuje się przy następujących założeniach: 1) przenikalność magnetyczna stali wynosi  $\mu = \infty$ , 2) szczelina powietrzna maszyny jest gładka i równomierna, 3) przewody mają bardzo mały przekrój ( $\sim 0$ ) i są ułożone dyskretnie w szczelinie wzdłuż obwodu stojana, 4) szczelina powietrzna  $\delta$  jest bardzo mała w porównaniu z promieniem stojana i z długością podziałki biegunowej, 5) pomijane są efekt krawcowy, jak również prądy wirowe i histereza w tych częściach maszyny, w których jest możliwe ich istnienie, 6) w uzwojeniu płyną prądy sinusoidalne, tworzące układ symetryczny.

Założenie  $\mu = \infty$  jest możliwe, bo przenikalność magnetyczna żelaza jest wielokrotnie większa -  $\mu_r = 500 + 2000$  - od przenikalności powietrza. Ten stosunek między przenikalnościami magnetycznymi stali i powietrza powoduje, że reluktancja i spadek napięcia magnetycznego w odcinku szczeliny powietrznej obwodu magnetycznego mają zasadnicze znaczenie. Mimo niewielkiej długości tego od-

cinka, gromadzi się w nim decydująca część energii elektromagnetycznej maszyny. W związku z tym przyjmuje się, że podstawowe procesy elektromagnetyczne maszyny elektrycznej rozwijają się właśnie w szczelinie powietrznej i dlatego w teorii omawiane jest przede wszystkim pole magnetyczne tej części maszyny.

#### 3.3.2. Siła magnetomotoryczna uzwojenia jednofazowego

Pole magnetyczne w szczelinie powietrznej może być przedstawione dwiema składowymi - promieniową i styczną (tangencjalną), z których pierwsza przecina przewody uzwojenia. W związku z tym składowa promieniowa ma zasadnicze znaczenie dla omawianego problemu. W ogólnym przypadku dla składowej promieniowej indukcji pola magnetycznego w szczelinie powietrznej aktualne jest równanie:

$$B_{\delta} = \mu_0 H_{\delta} = \mu_0 \frac{F_{\delta}}{2\delta} = \Lambda_{\delta} F_{\delta} \quad (3.48)$$

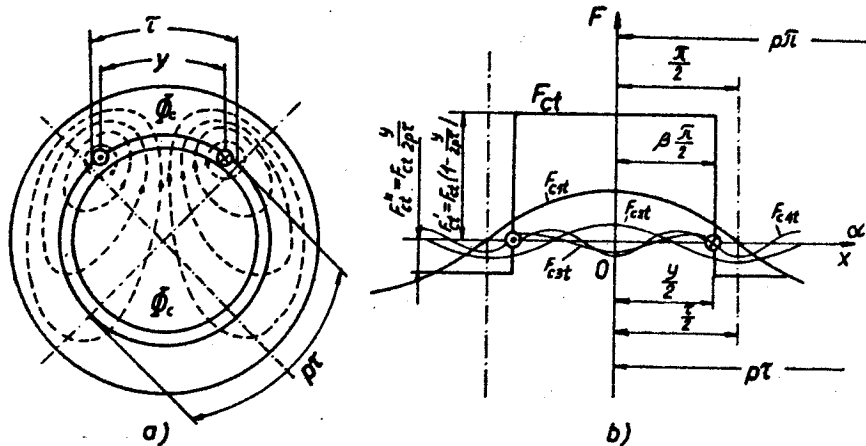
W równaniu (3.48)  $F_{\delta}$  jest siłą magnetomotoryczną pary biegunów uzwojenia, potrzebną do przeprowadzenia strumienia magnetycznego dwukrotnie przez szczelinę powietrzną, natomiast  $\Lambda_{\delta} = \frac{\mu_0}{2\delta}$  jest jednostkową permeancją szczeliny w kierunku promieniowym. Zgodnie z założeniami  $\Lambda_{\delta}$  jest wielkością stałą.

Z równania (3.48) wynika, że przy badaniu pola magnetycznego w liniowym środowisku szczeliny powietrznej maszyny elektrycznej wystarczy przeanalizować siłę magnetomotoryczną wymuszającą pola, ponieważ indukcja magnetyczna  $B_{\delta}$  jest proporcjonalna do SMM  $F_{\delta}$  i ma podobny przebieg przestrzenny.

### 3.3.2.1. Siła magnetomotoryczna zezwoju

Przy analizie pola magnetycznego maszyny należy zbadać przede wszystkim rozkład prądu i SMM w warstwie żłobkowej wzdłuż obwodu szczeliny powietrznej.

Rozkład prądu uzwojenia jednofazowego nie zmienia się w czasie jednego półokresu przemiany prądu. W następnym półokresie prąd zmienia swój kierunek, lecz charakter jego rozkładu, a tym samym i pola magnetycznego zostaje taki sam.



Rys.3.25. Pole magnetyczne (a) i przestrzenny rozkład siły magnetomotorycznej (b) zezwoju o skróconym poskoku ( $p = 2$ ,  $y = 0,8\tau$ )

Na rysunku 3.25<sub>a</sub> przedstawiono pole magnetyczne dowolnego zezwoju o skróconym poskoku -  $y < \tau$  (jako przypadek ogólny) - uzwojenia stojana o  $p$ -par biegunów. Na rysunku 3.25<sub>b</sub> przedstawiono rozkład przestrzenny siły magnetomotorycznej tegoż zezwoju. Siła magnetomotoryczna cewki  $F_c(t, x)$  ma niesymetryczny przebieg przestrzenny. Przyczyną tego stanu rzeczy jest fakt, że strumień magnetyczny wzbudzony przez zezwój o szerokości  $y$  zamyka się

przez o wiele większą przestrzeń -  $2p\tau - y$ . Z tego powodu indukcja magnetyczna w szczelinie wzdłuż łuku koła o długości  $y$  -  $B'_\delta$  - jest większa od indukcji wzdłuż łuku  $(2p\tau - y)$  -  $B''_\delta$ , a tym samym, zgodnie z (3.48) odpowiednie części SMM będą różne. Jeśli oznaczy się przez  $l$  długość boków uzwojenia, strumień magnetyczny wymuszony prądem zezwoju będzie:

$$\Phi = B'_\delta y l = B''_\delta (2p\tau - y) l .$$

Z tego równania i z (3.48) można wyznaczyć stosunek między indukcjami i siłami magnetomotorycznymi wewnątrz i zewnątrz zezwoju:

$$\frac{B'_\delta}{B''_\delta} = \frac{F'_c}{F''_c} = \frac{2p\tau - 1}{y} . \quad (3.49)$$

Pulsująca w czasie siła magnetomotoryczna zezwoju  $F_c$  jest równa przepływowi cewki:

$$F_c = \int H dl = i_c z_c = I_c z_c \sqrt{2} \sin \omega t . \quad (3.50)$$

Ponieważ, przy  $\mu = \infty$

$$F_c = \frac{\delta}{\mu_0} (B'_\delta + B''_\delta) l = F'_c + F''_c , \quad (3.51)$$

biorąc pod uwagę (3.49) można wyznaczyć wartość siły magnetomotorycznej działającej w przestrzeni zezwoju wzdłuż łuku  $y$  -  $F'_c$  i wartość SMM  $F''_c$ , działającej wzdłuż łuku  $(2p\tau - y)$ :

$$F'_c = F_c \left(1 - \frac{y}{2p\tau}\right) . \quad (3.52)$$

$$F''_c = F_c \frac{y}{2p\tau} .$$

Analiza skomplikowanej krzywej siły magnetomotorycznej zezwoju w przestrzeni i jednocześnie w czasie -  $F_c(x, t)$  - jest trudna. Komplikuje się ona jeszcze bardziej w przypadku grupy zezwojów i oczywiście w przypadku całego uzwojenia, składającego się z wielu zezwojów. Udogodnieniem w tym przypadku jest stosowanie analizy Fourier'a. Wyrażając pulsujące w czasie pole magnetyczne uzwojenia sumą przestrzennych harmonicznych można jednocześnie szukać sposobów wyeliminowania niektórych z nich i tym samym zbliżyć jego przestrzenny kształt do sinusoidalnego.

Analizę harmoniczną przestrzennego przebiegu SMM  $F_c(x, t)$  wykonuje się przy założeniu, że oś rzędnych stosowanego układu  $F, x$  jest jednocześnie osią zezwoju (rys. 3.25, b). Przy tej analizie wykonuje się też przejście z współrzędnej przestrzennej  $x$  na współrzędną kątową  $\alpha = \frac{x}{\tau} \pi$ , potrzebną przy stosowaniu funkcji trygonometrycznych. Obie te współrzędne pokazane są na rysunku 3.25, b. Funkcja  $F_c(x, t)$  jest funkcją parzystą, w związku z czym współczynniki szeregu Fourier'a wyraża następujące równanie:

$$F_{cvt} = \frac{2}{p\pi} \int_0^{p\pi} F_c(x, t) \cos v \alpha d\alpha = \frac{2}{p\pi} \int_0^{\frac{y}{2\tau}\pi} F_{cd} \left(1 - \frac{y}{2p\tau}\right) \cos v \alpha d\alpha - \frac{2}{p\pi} \int_{\frac{y}{2\tau}\pi}^{p\pi} F_{cd} \frac{y}{2p\tau} \cos v \alpha d\alpha$$

Szereg Fourier'a, zastępujący przestrzenny rozkład pulsującej w czasie siły magnetomotorycznej  $F_c(x, t)$  jest następujący:

$$F_c(x, t) = \sum_{v=1,2,\dots}^{\infty} F_{cvt} \cos v \frac{x}{\tau} \pi \quad (3.53)$$

gdzie  $F_{cvt}$  są zmiennymi w czasie współczynnikami szeregu, zawierającego zarówno parzyste, jak i nieparzyste numery -  $v = 1, 2, 3, \dots, \infty$ :

$$F_{cvt} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z_c I_c}{y p} k_y \sin \omega t \quad (3.54)$$

w równaniu (3.54) bierze udział współczynnik skrótu poskoku uzwojenia  $k_y$  (3.36). Współczynnik  $F_{cvt}$  można przedstawić równaniem

$$F_{cvt} = F_{cv} \sin \omega t$$

przy czym jego amplituda wynosi

$$F_{cv} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z_c I_c}{y p} k_y \quad (3.55)$$

Ostateczny kształt szeregu zastępującego siłę magnetomotoryczną zezwoju o  $z_c$  zwojów z prądem  $i_c = I_c \sqrt{2} \sin \omega t$  wygląda następująco:

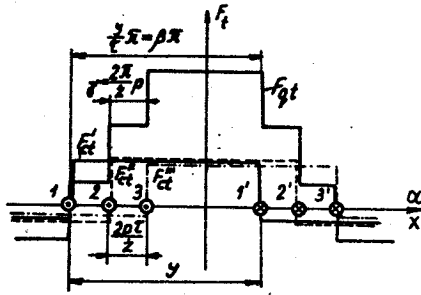
$$F_c(x, t) = \sum_{v=1,2,\dots}^{\infty} F_{cv} \cos v \frac{x}{\tau} \pi \sin \omega t \quad (3.56)$$

Równanie (3.56) pozwala stwierdzić, że SMM zezwoju może być traktowana jako złożona z szeregu przestrzennych harmonicznych (rys. 3.35, b), pulsujących w czasie z jednakową częstotliwością  $\omega = 2\pi f$  równą częstotliwości prądu płynącego w uzwojeniu. Swoje maksymalne amplitudy -  $F_{cv}$  - składowe harmoniczne osiągają przy  $\omega t = \frac{\pi}{2}$ . Przy uzwojeniach średnicowych ( $\beta = \frac{y}{\tau} = 1$ ) w szeregu  $F_c(x, t)$  brakuje parzystych harmonicznych, ponieważ

$$k_y = \sin v \frac{\pi}{2} = \sin k\pi = 0$$

Z powyższego wyniku można sformułować następującą konkluzję: zezwoje ze skróconym lub wydłużonym poskokiem ( $y \neq \tau$ ) generują całą gamę harmonicznych w przestrzennej krzywej pola, natomiast zezwoje średnicowe ( $y = \tau$ ) - tylko nieparzyste harmoniczne.

## 3.3.2.2. SMM grupy zezwojów



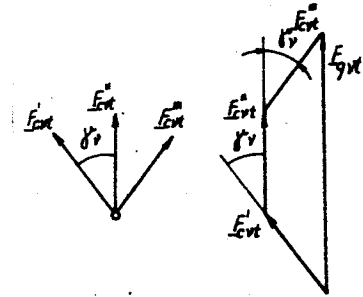
Rys.3.26. SMM grupy zezwojów

Siła magnetomotoryczna grupy zezwojów połączonych szeregowo i ułożonych w  $q$  żłobkach, znajdujących się od siebie w odległości  $\frac{2p\tau}{z}$ , ma schodkowy rozkład przestrzenny (rys.3.26). Maksimum krzywej SMM leży na osi grupy. Krzywa ta jest wynikiem sumowania sił magnetomotorycznych poszczególnych zezwojów. Przedstawiając szeregami Fourier'a SMM zezwojów (3.56) można wyrazić siłę magnetomotoryczną grupy sumą pulsujących w czasie harmonicznym przestrzennych:

$$F_q(x,t) = \sum_{v=1,2,\dots}^{\infty} F_{qv} \cos v \frac{\tau}{\tau} \tau \sin \omega t \quad (3.57)$$

Każda przestrzenna harmoniczna  $F_q(x,t)$  jest sumą geometryczną harmonicznym zezwojów  $F_c(x,t)$ , z których złożona jest grupa. Harmoniczne te mogą być przedstawione wektorami przesuniętymi między sobą o kąt elektryczny  $\delta_v = \frac{2\pi}{z} pv$  (rys.3.27). W takim razie, podobnie jak w przypadku siły elektromotorycznej, można zanotować:

$$F_{qv} = q E_{cv} k_{qv} = F_{qv} \sin \omega t \quad (3.58)$$



Rys.3.27. Wykres wektorowy dowolnej harmonicznej SMM grupy zezwojów

przy czym

$$F_{qv} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z q k_w k_{qv}}{pv} I_c \quad (3.59)$$

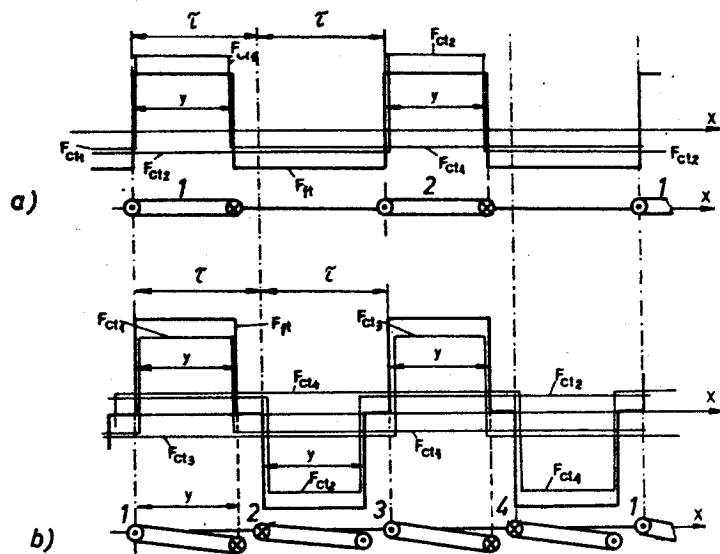
gdzie  $k_{qv}$  jest współczynnikiem grupy (3.37).

## 3.3.2.3. Siła magnetomotoryczna uzwojenia

Uzwojenie jednofazowe składa się z określonej liczby grup zezwojów. Uzwojenie jednowarstwowe ma przy tym  $p$  takich grup, natomiast uzwojenie dwuwarstwowe -  $2p$  grup, połączonych przeważnie szeregowo. Wypadkowa siła magnetomotoryczna fazy jest sumą SMM grup, biorących w niej udział:

$$\text{lub} \quad F_f(x,t) = \sum_1^p F_q(x,t) \quad (3.60)$$

$$F_f(x,t) = \sum_1^{2p} F_q(x,t)$$



Rys.3.28. SMM fazy uzwojenia jednowarstwowego (a) i dwuwarstwowego (b) przy  $p = 2$ ,  $q = 1$ ,  $y < \tau$

Na rysunku 3.28<sub>a</sub> przedstawiono siłę magnetomotoryczną fazy uzwojenia jednowarstwowego, przy  $p = 2$  i  $q = 1$  w ogólnym przypadku  $y < \tau$ . Na rysunku 3.28<sub>b</sub> natomiast przedstawiono SMM uzwojenia dwuwarstwowego o tych samych danych. Proste porównanie dwóch części tego rysunku pozwala stwierdzić, że uzwojenie dwuwarstwowe ma siłę magnetomotoryczną o symetrycznym w stosunku do osi odciętych kształcie, natomiast SMM uzwojenia jednowarstwowego o skróconym poskoku nie jest symetryczna. Z teorii szeregów Fouriera wiadomo, że szereg zastępujący funkcję symetryczną wobec osi odciętych nie zawiera parzystych składników. Z tego wynika, że siła magnetomotoryczna uzwojenia dwuwarstwowego będzie się składała tylko z nieparzystych harmonicznych przestrzennych ( $\nu = 2k + 1$ ), natomiast

SMM uzwojenia jednowarstwowego o skróconym poskoku będzie zawierała wszystkie możliwe harmoniczne. Uniknąć tego niekorzystnego faktu można, wykonując uzwojenie jednowarstwowe bez skracania jego poskoku ( $y = \tau$ ). Wtedy siła magnetomotoryczna będzie symetryczna w przestrzeni i będzie zawierała tylko harmoniczne nieparzyste (zob.3.3.2.1). Z tego też powodu, a przede wszystkim z powodów o charakterze technologiczno-konstrukcyjnym uzwojenia jednowarstwowe wykonuje się zawsze jako średnicowe ( $y = \tau$ ).

W związku z powyższym, dla siły magnetomotorycznej jednej fazy uzwojenia zarówno jednowarstwowego, jak i dwuwarstwowego można napisać:

$$F_f(x,t) = \sum_{\nu=2k+1} F_{f\nu} \cos \nu \frac{x}{\tau} \pi \cdot \sin \omega t, \quad (3.61)$$

gdzie

$$k = 0, 1, 2, \dots, \infty.$$

Amplituda siły magnetomotorycznej fazy  $F_{f\nu}$  wynosi:

$$F_{f\nu} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z k_{w\nu}}{\nu p} I \quad (3.62)$$

We wzorze (3.62)  $z = \frac{1}{q} p q z_c$  dla uzwojenia jednowarstwowego lub  $z = \frac{1}{q} 2 p q z_c$  przy uzwojeniu dwuwarstwowym jest liczbą szeregowo połączonych zwojów fazy, natomiast  $I = a I_c$  jest prądem fazy przy  $a$  gałęziach równoległych ( $a$  ile w ogóle są, ponieważ najczęściej  $a = 1$ ). Współczynnik  $k_{w\nu} = k_{y\nu} k_{q\nu}$  jest współczynnikiem uzwojenia dla określonej harmonicznej. Przy uzwojeniach jednowarstwowym ( $y = \tau$ ) współczynnik skrótu poskoku  $k_{y\nu}$  wynosi  $k_{y\nu} = (-1)^k$ , gdzie  $k = 0, 1, 2, \dots, \infty$  ( $\nu = 2k + 1$ ).

Równanie (3.61) wskazuje, że siła magnetomotoryczna uzwojenia jednofazowego może być traktowana jako składająca się z szeregu



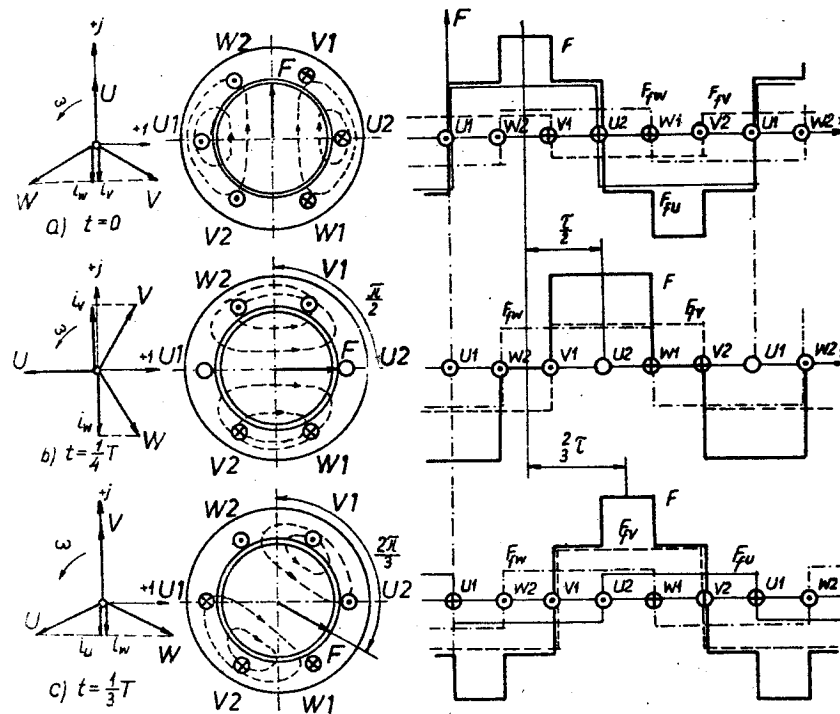
harmonicznych przestrzennych rzędu nieparzystego pulsujących z jednakową częstotliwością. Amplitudy tych harmonicznych są odwrotnie proporcjonalne do ich rzędu i są w ścisłej zależności od współczynnika uzwojenia. Fakt ten pozwala konstruować uzwojenia o siłę magnetomotorycznej prawie sinusoidalnej w przestrzeni. Jest to możliwe, ponieważ poprzez odpowiedni dobór danych uzwojenia, można obniżyć wartości określonych współczynników  $k_{uv}$  i tym samym zmniejszać amplitudy harmonicznych.

Obecność tych samych współczynników - współczynników uzwojenia  $k_{yv}, k_{qv}, k_{uv}$  we wzorach siły elektromotorycznej (3.34), (3.35) i siły magnetomotorycznej (3.62) wskazuje, że są omawiane dwie strony tego samego procesu - tworzenie i oddziaływanie pola magnetycznego w danym uzwojeniu. Wartość siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniu zależy od skojarzenia pola z tym uzwojeniem, odbiciem czego są współczynniki uzwojenia. Odwrotnie, gdy w uzwojeniu tym płynie prąd i zostaje wymuszone pole magnetyczne, kształt tego pola i jego wartość w przestrzeni zależy od sposobu połączenia i konfiguracji przewodów uzwojenia. Odzworowują ten fakt te same współczynniki - współczynnik skrótu poskoku uzwojenia  $k_{yv}$  i współczynnik grupy  $k_{qv}$ . Współczynnik skosu  $k_{sv}$  nie figuruje we wzorach siły magnetomotorycznej. Jego wartość jest  $k_{sv}=1$ , ponieważ tworząca pola przebiega równoległe do linii prądu wymuszającego pole magnetyczne.

### 3.3.3. Siła magnetomotoryczna uzwojenia wielofazowego

#### 3.3.3.1. Uwagi wstępne

Siłę magnetomotoryczną uzwojenia wielofazowego można wstępnie ocenić na podstawie najprostszego uzwojenia trójfazowego, o  $2p = 2$ ,  $q = 1$  i liczbie zwojów  $z = z_c = 1$ . Na rysunku 3.29 przedstawiono



Rys.3.29. SMM uzwojenia trójfazowego

takie uzwojenie (składające się tylko z 3 cewek) z przepływającym w nim symetrycznym prądem trójfazowym w trzech różnych dowolnych momentach czasu. Wybrano następujące momenty czasu: 1.  $t = 0$ , prąd fazy U osiąga maksimum -  $I_U = I\sqrt{2}$ ;  $I_V = I_W = -\frac{1}{2} I_U$ ,  
2.  $t = \frac{T}{4}$ , prąd fazy U jest  $I_U = 0$ ,  $I_V = -I_W = \frac{\sqrt{3}}{2} (I\sqrt{2})$ ;  
3.  $t = \frac{T}{3}$ , prąd fazy V osiąga maksimum -  $I_V = I\sqrt{2}$ ;  $I_U = I_W = -\frac{1}{2} I_V$ .

Wypadkowa siła magnetomotoryczna uzwojenia wielofazowego jest w każdym momencie czasu sumą algebraiczną SMM poszczególnych faz. Analiza krzywej siły magnetomotorycznej pozwala stwierdzić, że:

1. Wypadkowa krzywa siły magnetomotorycznej uzwojenia wielofazowego (w tym przypadku trójfazowego) zmienia swój kształt okresowo.

2. Maksimum krzywej SMM przesuwa się bezustannie wzdłuż obwodu szczeliny powietrznej. W momencie, gdy prąd danej fazy osiąga maksimum, oś symetrii i maksimum wypadkowej siły magnetomotorycznej pokrywają się z osią tej fazy (momenty 1 i 3 na rys.3.29).

3. Po upływie czasu jednego okresu  $T = \frac{1}{f}$  prądu przemiennego zamyka się jeden okres zmiany krzywej siły magnetomotorycznej, w którym przemieszcza się ona o dwie podziałki biegunowe  $2\tau$ . Prędkość ruchu krzywej SMM wynosi w takim razie

$$v = \frac{2\tau}{T} = 2\tau f \quad (3.63)$$

Przy  $f = 50$  Hz,  $v_{50} = 100\tau$  i jeżeli  $\tau$  jest wyrażone w centymetrach, a prędkość  $v$  w [m/s], to wtedy

$$v_{50} = \tau \text{ cm} \quad [\text{m/s}] \quad (3.64)$$

Zależność (3.64) jest stosowana dość często w praktyce do określania prędkości obwodowej wirnika maszyn synchronicznych i z dużym przybliżeniem maszyn asynchronicznych.

4. Kierunek przemieszczania się wypadkowej siły magnetomotorycznej uzwojenia zmienia się przy zmianie kolejności faz płynącego w nim prądu.

Krzywa siły magnetomotorycznej uzwojenia wielofazowego jest dość skomplikowaną i dlatego analizuje się ją zazwyczaj za pomocą szeregów Fourier'a SMM poszczególnych faz.

### 3.3.3.2. Fale pulsujące i wirujące

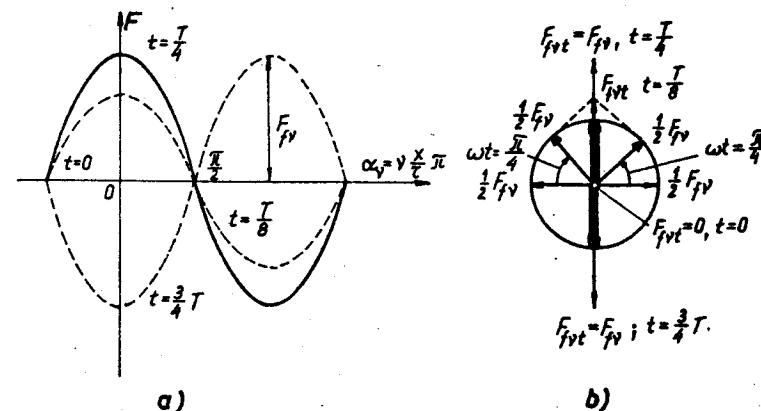
Typowym przykładem pulsującej w czasie fali przestrzennej jest siła magnetomotoryczna dowolnej harmonicznej uzwojenia jednofazowego. Równanie tej fali jest

$$F_{fv}(x,t) = F_{fv} \sin \omega t \cos \frac{x}{\tau} \pi = F_{fv} \cos \frac{x}{\tau} \pi \quad (3.65)$$

Fala ta charakteryzuje się zmienną w czasie amplitudą (rys.3.30,a):

$$F_{fv} = F_{fv} \sin \omega t \quad (3.66)$$

która zmienia swoją wartość między dwiema wartościami maksymalnymi  $\pm F_{fv}$ .



Rys.3.30. Fala pulsująca SMM dowolnej harmonicznej; przedstawienie fali pulsującej dwiema falami wirującymi

Pulsująca w czasie fala przestrzenna siły magnetomotorycznej (i pola magnetycznego) może być przedstawiona dwiema falami wirującymi w przeciwnych kierunkach. Fale te mają stałe amplitudy

i wirują z jednakowymi prędkościami. Interpretację graficzną tego przypadku przedstawiono na rysunku 3.30<sub>b</sub>. Bazuje ona na formalnym matematycznym przekształceniu równania pulsującej w czasie fali (3.65), które wygląda następująco:

$$F_y(x,t) = \frac{1}{2} F_{1y} \sin(\omega t - v \frac{x}{\lambda} \pi) + \frac{1}{2} F_{1y} \sin(\omega t + v \frac{x}{\lambda} \pi) \quad (3.67)$$

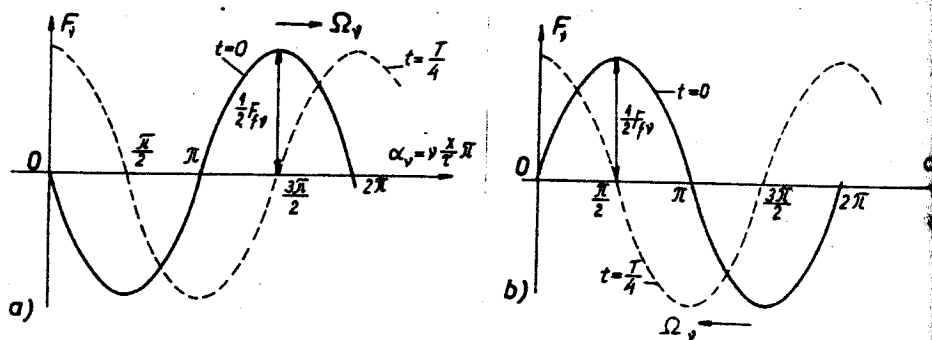
Składowe prawej części równania (3.67) są równaniami wirujących w przestrzeni maszyny fal o jednakowej amplitudzie  $\frac{1}{2} F_{1y}$ . Wirująca w prawo (w kierunku dodatniej współrzędnej x) fala (rys. 3.31<sub>a</sub>) odwzorowywana jest równaniem

$$F_y(x,t) = \frac{1}{2} F_{1y} \sin(\omega t - v \frac{x}{\lambda} \pi)$$

natomiast równanie wirującej w lewo (w odwrotnym kierunku) - rysunek 3.31<sub>b</sub> - jest następujące:

$$F_y(x,t) = \frac{1}{2} F_{1y} \sin(\omega t + v \frac{x}{\lambda} \pi)$$

Kierunek wirowania w obu przypadkach określa się łatwo, podstawiając różne wartości  $\omega t$ .



Rys. 3.31. Wędrujące w prawo (a) i w lewo (b) fale dowolnej harmonicznej SMM

Prędkość wirowania fal można ustalić analizując zachowanie dowolnego punktu fali. Przy wirowaniu fali wszystkie jej punkty zachowują swoje rzędne, innymi słowy:

$$\sin(\omega t \pm v \frac{x}{\lambda} \pi) = \text{const}$$

co oznacza jednocześnie, że

$$\omega t \pm v \frac{x}{\lambda} \pi = \text{const} \quad (3.68)$$

Prędkość jednostajnego ruchu postępowego  $u = \frac{dx}{dt}$  w stosunku do nieruchomego układu współrzędnych określa się po wyznaczeniu x z równania (3.68). Wynosi ona:

$$u = \frac{dx}{dt} = \pm \frac{\omega}{v} \cdot \frac{\lambda}{\pi} = \pm \frac{2\pi f}{v} = \pm \frac{u_1}{v} \quad (3.69)$$

gdzie  $u_1 = 2\pi f$  jest prędkością fali podstawowej harmonicznej.

Prędkość kątową wirujących w przeciwnych kierunkach fal

$$\Omega_y = \frac{d\alpha_y}{dt} \text{ można wyznaczyć podstawiając } \alpha_y = \frac{\pi}{p} \cdot \frac{x}{\lambda} \quad (3.10):$$

$$\Omega_y = \frac{d\alpha_y}{dt} = \pm \frac{\omega}{v p} = \pm \frac{2\pi f}{v p} = \pm 2\pi \frac{n_1}{v} \quad (3.70)$$

natomiast prędkość obrotowa harmonicznej rzędu  $\nu$  wynosi

$$n_\nu = \pm \frac{n_1}{\nu} = \pm \frac{1}{\nu} \cdot \frac{f}{p} \quad (3.71)$$

gdzie

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (3.72)$$

Równania (3.70) i (3.71) wskazują, że przy stałej częstotliwości prądu w uzwojeniu wielofazowym, prędkość kątowna (i obrotowa) fal ma stałą wartość. Pole wirujące o stałej prędkości kątownej i o stałej amplitudzie (rys. 3.30, b) nazywa się polem wirującym kołowym. Prędkość obrotowa pól poszczególnych fal jest odwrotnie proporcjonalna do ich rzędu.

### 3.3.3.3. Siła magnetomotoryczna uzwojenia

W tym punkcie omawiane jest symetryczne uzwojenie  $m$ -fazowe, w którym płyną prądy, tworzące symetryczny  $m$ -fazowy układ. Oznacza to, że zarówno osie faz w przestrzeni, jak i prądy w czasie przesunięte są o kąt elektryczny  $\frac{2\pi}{m}$ . W takim przypadku równanie siły magnetomotorycznej dowolnej fazy, np.  $i$  ( $1 \leq i \leq m$ ), w której płynie prąd  $i_1 = I\sqrt{2} \sin(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m})$  może być zapisane, zgodnie z (3.61) i z (3.67), w następujący sposób:

$$F_i(x,t) = \sum_{v=2k+1}^{\infty} F_{iv} \sin(\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m}) \cos v[\frac{\pi}{m} - (i-1)\frac{2\pi}{m}];$$

lub

$$F_i(x,t) = \sum_{v=2k+1}^{\infty} \frac{F_{iv}}{2} \sin\left\{\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m} - v\frac{\pi}{m} - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right\} + \sum_{v=2k+1}^{\infty} \frac{F_{iv}}{2} \sin\left\{\omega t - (i-1)\frac{2\pi}{m} + v\frac{\pi}{m} - (i-1)\frac{2\pi}{m}\right\} \quad (3.73)$$

Po niewielkich przekształceniach równanie (3.73) przybiera postać:

$$F_i(x,t) = \sum_{v=2k+1}^{\infty} \frac{F_{iv}}{2} \left\{ \sin\left[\omega t - v\frac{\pi}{m} + \psi_{vp}\right] + \sin\left[\omega t + v\frac{\pi}{m} + \psi_{vi}\right] \right\} \quad (3.74)$$

Równanie (3.74) pozwala wnioskować, że pulsującą falę siły magnetomotorycznej dowolnej fazy uzwojenia można zastąpić sumą fal różnego rzędu wirujących w przeciwnych kierunkach. W tym równaniu oznaczono  $\psi_{vp}$  i  $\psi_{vi}$  kąty fazowe wirujących w prawo i w lewo harmonicznych. Kąty te wynoszą:

$$\begin{aligned} \psi_{vp} &= (i-1)(v-1)\frac{2\pi}{m}, \\ \psi_{vi} &= (i-1)(v+1)\frac{2\pi}{m} \end{aligned} \quad (3.75)$$

Siła magnetomotoryczna uzwojenia  $m$ -fazowego jest sumą SMM poszczególnych faz:

$$F(x,t) = \sum_{i=1}^m \sum_{v=2k+1}^{\infty} \frac{F_{iv}}{2} \left\{ \sin\left[\omega t - v\frac{\pi}{m} + \psi_{vp}\right] + \sin\left[\omega t + v\frac{\pi}{m} + \psi_{vi}\right] \right\} \quad (3.76)$$

Analizując równanie (3.76) można stwierdzić, że we wszystkich fazach uzwojenia istnieją harmoniczne, o takim samym rzędzie, które wirują w jednakowym kierunku z jednakową prędkością i mają taką samą fazę. Oznacza to, że harmoniczne te sumują się algebraicznie. Są to wszystkie harmoniczne, których kąty fazowe wynoszą:

$$\psi_{vp} = (i-1)(v-1)\frac{2\pi}{m} = (i-1)2k2\pi$$

oraz

$$\psi_{vi} = -(i-1)(v+1)\frac{2\pi}{m} = -(i-1)2k2\pi$$

Po rozwiązaniu powyższych równań w stosunku do  $v$  można stwierdzić, że:

1. Wszystkie wirujące w prawo fale rzędu

$$v = 2km + 1 \quad (3.77)$$

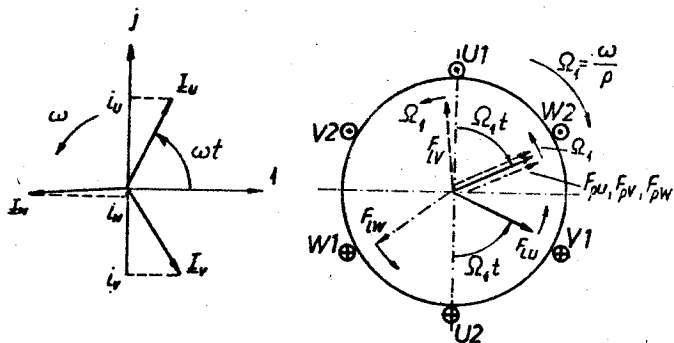
są w fazie w przestrzeni maszyny. Tworzą one fale wypadkowe, każda o podziałce biegunowej  $\tau_v = \frac{\tau}{2km + 1}$ , wirujące w prawo z prędkością  $n_v = \frac{n_1}{v}$ .

2. Siły magnetomotoryczne, które tworzą wypadkowe fale, wirujące w lewo (z prędkością  $n_v = -\frac{n_1}{\nu}$ ) mają numery

$$\nu = 2km - 1 \quad (3.78)$$

Ich podziałki biegunowe wynoszą  $\tau_{\nu} = \frac{\tau}{2km - 1}$ .

3. Wszystkie pozostałe harmoniczne, rzędu  $\nu \neq 2km \pm 1$ , tworzą układy symetryczne  $m$ -fazowe o kierunku prawym lub lewym w przestrzeni maszyny. Ich sumy są równe zeru. Oznacza to, że harmoniczne wspomnianego rzędu nie biorą udziału w wytwarzaniu pola uzwojenia wielofazowego.



Rys.3.32. SMM podstawowej harmoniczej uzwojenia trójfazowego

Na rysunku 3.32 przedstawiono interpretację geometryczną powyższej analizy, przeprowadzonej dla pierwszych harmonicznych siły magnetomotorycznej uzwojenia trójfazowego maszyny dwubiegunowej. Zgodnie z powyższym, wirujące w prawo pierwsze harmoniczne tworzą układ zerowy ( $\Psi_{10} = 0$ ). Wypadkowy wektor tego układu

$\underline{F}_p = \underline{F}_{pv} + \underline{F}_{pv} + \underline{F}_{pw} = 3\underline{F}_{p1}$  wiruje ze stałą prędkością obrotową  $n_1 = \frac{f}{p}$ . Oznacza to, że wirujące w prawo fale wytwarzają wirujące

wypadkowe pole kołowe. Wirujące natomiast w lewo harmoniczne siły magnetomotorycznej rzędu  $\nu = 1$  tworzą symetryczny układ trójfazowy

o lewym kierunku ( $\Psi_{1W} = -1.2 \frac{2\pi}{3} = -\frac{4\pi}{3}$ ;  $\Psi_{1V} = -2.2 \frac{2\pi}{3} = -\frac{8\pi}{3}$ ), którego suma jest równa zeru.

Z powyższych rozważań wynika, że siła magnetomotoryczna uzwojenia wielofazowego składa się tylko z tych przestrzennych harmonicznych, których suma jest różna od zera. Są to wirujące w prawo harmoniczne rzędu  $\nu = 2km + 1$  i wirujące w lewo - rzędu  $\nu = 2km - 1$ . Równanie (3.76) w takim razie sprowadza się do postaci:

$$F(x,t) = \sum_{\nu=2km \pm 1} F_{\nu} \sin(\omega t \pm \nu \frac{x}{\tau} \pi) \quad (3.79)$$

Równanie (3.79) pozwala stwierdzić, że siła magnetomotoryczna uzwojenia wielofazowego może być przedstawiona jako suma harmonicznych wirujących z różnymi prędkościami ( $\Omega_{\nu} = \pm \frac{\nu \omega}{p}$ ) w dwóch możliwych kierunkach po obwodzie zajętych przewodami. Amplitudy tych sił magnetomotorycznych wynoszą:

$$F_{\nu} = m \frac{F_{\nu}}{2} = \frac{m\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{Zk_{w\nu}}{p} I \quad (3.80)$$

Największe znaczenie z sumy (3.79) ma pierwsza harmoniczna siły magnetomotorycznej, nazywana podstawową. Jej prędkość obrotowa wynosi  $n_1 = \frac{f}{p}$ . Podstawowa harmoniczna stanowi o kierunku wirowania, prędkości obrotowej i o kształcie wypadkowego pola magnetycznego w przestrzeni szczeliny powietrznej maszyny. W rzeczywistości, wypadkowe pole magnetyczne, które wiruje z prędkością  $\Omega_1 = 2\pi f$  w kierunku prawej fali podstawowej harmoniczej, zmienia bez przerwy swój kształt. Przyczyną tego jest fakt sumowania się w każdej chwili różnych wartości wirujących w prawo i w lewo harmonicznych. Kształt pola wypadkowego można uczynić bliskim sinusoidalnego, działając na amplitudy wyższych harmonic-

nych poprzez dobór uzwojenia o niskich wartościach współczynników uzwojenia  $k_{\omega} = k_{\gamma}$ ,  $k_{\varphi}$ . W takim przypadku wirujące pole magnetyczne uzwojenia jest zbliżone do kołowego ( $\omega_1 n_1 = \text{const}$ ,  $F = F_1 = \text{const}$ ).

W tabeli 3.1 podano prędkości obrotowe  $n_1$  pola magnetycznego uzwojeń prądu przemiennego o różnej liczbie par biegunów  $p$  przy częstotliwości napięcia zasilania  $f = 50 \text{ Hz}$  i  $f = 60 \text{ Hz}$ . Prędkość obrotową, wyrażoną w  $\text{min}^{-1}$  oblicza się według zależności:

$$n = \frac{60 f}{p} \quad (3.81)$$

Tabela 3.1

	$f = 50 \text{ Hz}$					$f = 60 \text{ Hz}$				
	$p$	1	2	3	4	5	1	2	3	4
$2p$	2	4	6	8	10	2	4	6	8	10
$n$ [ $s^{-1}$ ]	50	25	$16 \frac{2}{3}$	12,5	10	60	30	20	15	12
$n$ [ $\text{min}^{-1}$ ]	3000	1500	1000	750	600	3600	1800	1200	900	720

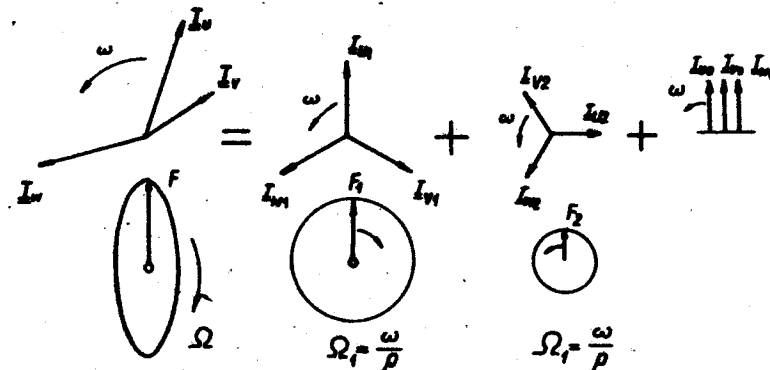
Zgodnie z przeprowadzoną analizą można wywnioskować, że pole magnetyczne uzwojenia wielofazowego wiruje w przestrzeni w stronę tej fazy, której wektor dowolnej wielkości ( $\underline{E}$ ,  $\underline{U}$ ,  $\underline{I}$ ,  $\underline{F}$ ,  $\underline{\phi}$  itp.) jest opóźniony w czasie w stosunku do odpowiedniego wektora fazy wyjściowej (rys.3.32). Z tego wynika, że kierunek wirowania pola można zmienić, przełączając kolejność faz uzwojenia (zob.3.3.3.1.).

### 3.3.3.4. Eliptyczne pole magnetyczne

Eliptyczne pole magnetyczne powstaje m.in. w przypadku, gdy w symetrycznym uzwojeniu płynie niesymetryczny układ prądów. Taki układ może być traktowany, zgodnie z metodą składowych symetrycznych, jako składający się, w ogólnym przypadku, z trzech podukładów: zgodnego  $I_1$ , przeciwnego  $I_2$  oraz zerowego  $I_0$ . Dla układu trójfazowego, można w tym przypadku zapisać:

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= \underline{I}_{A1} + \underline{I}_{A2} + \underline{I}_{A0} \\ \underline{I}_B &= \underline{I}_{B1} + \underline{I}_{B2} + \underline{I}_{B0} \\ \underline{I}_C &= \underline{I}_{C1} + \underline{I}_{C2} + \underline{I}_{C3} \end{aligned} \quad (3.82)$$

Ilustracją niesymetrycznego układu prądów, przy  $I_0 \neq 0$  jest rys.3.33.

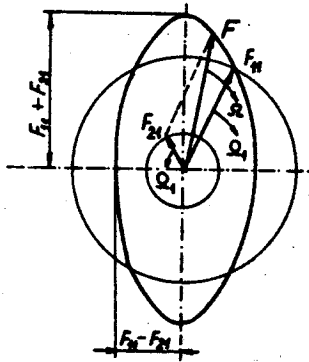


Rys.3.33. Rozkładanie niesymetrycznego układu trójfazowego prądów

Każda składowa symetryczna prądu wytwarza siłę magnetomotoryczną. Prądy podukładu zgodnego wytwarzają siły magnetomotoryczne  $\underline{F}_{1v}$  takie same, jak omawiane powyżej równanie (3.79). Przeciwnie składowe prądu wzbudzają podobne siły magnetomotoryczne  $\underline{F}_{2v}$ .

które wirują w kierunku przeciwnym w stosunku do harmonicznych  $F_{11}$  i  $F_{21}$  składowych zgodnych  $I_1$ .

Podstawowe harmoniczne siły magnetomotorycznej podukładu zgodnego  $F_{11}$  i przeciwnego  $F_{21}$  wirują z jednakowymi prędkościami w przeciwnych kierunkach. Przy tym są to pola wirujące kołowe (rys.3.33 i rys.3.34). Amplituda pola wypadkowego, które wiruje niejednostajnie ( $\psi$ ,  $n \neq \text{const}$ ), zmienia swoją wartość. Wypadkowy wektor przepływu zakreśla w tym przypadku elipsę. Pole magnetyczne o takich cechach nazywa się polem magnetycznym eliptycznym. Przypadkami szczególnymi pola eliptycznego są: pole kołowe, w którym SMM jednej ze składowych jest równa zero oraz pole pulsujące, w którym  $F_{11} = F_{21} = \frac{F_1}{2}$ . Przypadki te mogą być łatwo zilustrowane (rys.3.34) po uwzględnieniu tych granicznych wartości siły magnetomotorycznej.

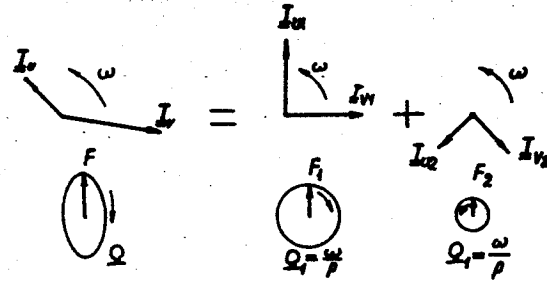


Rys.3.34. Pole eliptyczne

Prądy składowej zerowej (jeśli istnieją) wzbudzają w fazach uzwojenia siły magnetomotoryczne pierwszego rzędu, przesunięte symetrycznie w przestrzeni maszyny. Suma tych SMM wynosi zero. W konsekwencji można stwierdzić, że nie wymuszają one pola magne-

tycznego. Wynikiem ich działania są jednak wyższe przestrzenne harmoniczne rzędu wielokrotności liczby faz, w konkretnym przypadku podzielnych przez trzy.

Eliptyczne pole magnetyczne wzbudza również uzwojenia dwufazowe, jeżeli przesunięcie fazowe między prądami płynącymi w uzwojeniu lub kąt elektryczny między osiami faz są różne od  $\frac{\pi}{2}$ . Na rysunku 3.35 przedstawiono rozkład niesymetrycznego układu dwufazowego prądów oraz siły magnetomotoryczne powstające wskutek działania tych prądów. Podobnie jak w układach trójfazowych, kierunek wirowania pola wypadkowego zależy od kolejności faz, natomiast kierunek wirowania wektorów wielkości fazowych (prądów, napięć itd.) na wykresach wektorowych jest taki sam dla składowych zgodnych i przeciwnych.



Rys.3.35. Rozkładanie niesymetrycznego układu dwufazowego

#### 4. MASZYNY ASYNCHRONICZNE

##### 4.1. Budowa i zasada działania maszyny asynchronicznej

##### 4.1.1. Budowa maszyny asynchronicznej

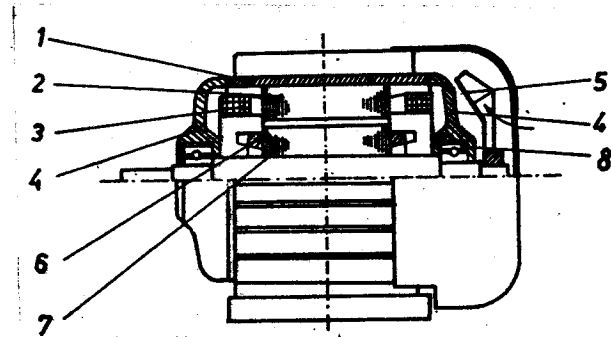
Maszyna asynchroniczna, nazywana również indukcyjną, jest maszyną prądu przemiennego, której wirnik obraca się z prędkością obrotową  $n$  różną od prędkości obrotowej pola magnetycznego maszyny  $n_1$ . Przy stałej częstotliwości sieci zasilającej prędkość obrotowa wirnika zależy od obciążenia.

Maszyna asynchroniczna ma najmniej skomplikowaną budowę ze wszystkich wirujących maszyn elektrycznych. Większość maszyn asynchronicznych to maszyny trójfazowe. Gama mocy wykonywanych na świecie trójfazowych maszyn asynchronicznych jest bardzo szeroka - od kilku watów do kilkunastu megawatów, natomiast napięcia - od około 100 V do 6000 V.

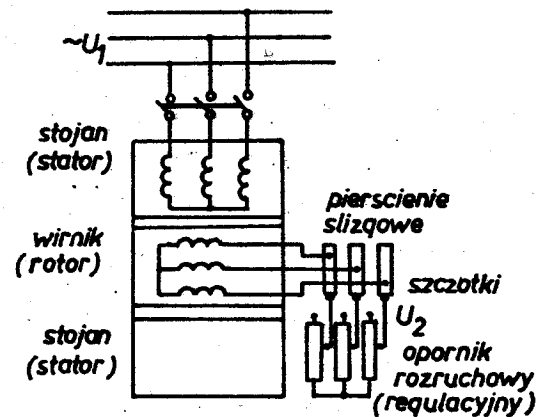
Maszyna asynchroniczna wykorzystywana jest przede wszystkim jako silnik. Generatory asynchroniczne mają ograniczony zakres stosowania - są używane tylko w specjalnych przypadkach.

Jak każda maszyna, w której przetwarzana jest energia elektryczna w mechaniczną lub odwrotnie, maszyna asynchroniczna ma jedną część nieruchomą, nazywaną stojanem (statorem) i drugą - ruchomą, nazywaną wirnikiem (rotorem) (rys.4.1). W stojanie umiesz-

czono jest symetryczne uzwojenie  $m$ -fazowe, zazwyczaj trójfazowe (rys.4.2), połączone w gwiazdę lub trójkąt albo z możliwością przełączenia. W wirniku znajduje się drugie uzwojenie maszyny, nazywane zwykle uzwojeniem wtórnym. Uzwojenie wirnika ma taką samą liczbę par biegunów jaką ma uzwojenie pierwotne.



Rys.4.1. Schemat konstrukcji maszyny asynchronicznej: 1 - kadłub, 2 - pakiet stojana (stojan), 3 - uzwojenie stojana, 4 - tarcze łożyskowe, 5 - wentylator, 6 - pakiet wirnika, 7 - uzwojenie wirnika, 8 - łożyska



Rys.4.2. Schemat strukturalny maszyny asynchronicznej



Stojan i wirnik maszyny asynchronicznej złożone są z izolowanej blachy elektrotechnicznej o małej grubości (0,5 mm). Zarówno stojan, jak i wirnik mają żłobki zawierające uzwojenia (rys. 3.1, a). Blachy stojana i wirnika ściągnięte są w zwarte pakiety i razem ze szczeliną powietrzną  $\delta$  istniejąca między nimi tworzą obwód magnetyczny maszyny. Pakiet stojana umieszcza się w metalowym korpusie, do którego przymocowywane są tarcze łożyskowe z łożyskami, w których obraca się wał maszyny (rys. 4.1). Na wale zamocowany jest pakiet wirnika z uzwojeniem wtórnym maszyny.

Uzwojenie wirnika może być tego samego typu co uzwojenie stojana lub klatkowe (rys. 3.18). W pierwszym przypadku uzwojenie połączone jest w gwiazdę. Jego końce są połączone z pierścieniami ślizgowymi, z których za pomocą szczotek uzwojenie wyprowadza się na tabliczkę zaciskową maszyny. Maszyny z takim uzwojeniem wirnika nazywane są pierścieniowymi. Do uzwojeń pierścieniowych mogą być podłączane np. rezystory (rys. 4.2) lub doprowadzane napięcie. W zależności od rodzaju uzwojenia wirnika, maszyny asynchroniczne dzieli się na pierścieniowe i klatkowe. Maszyny klatkowe są mniej skomplikowane konstrukcyjnie i technologicznie, tańsze i bardziej niezawodne w eksploatacji i dlatego znajdują bardzo szerokie zastosowanie. Maszyny pierścieniowe stosowane są na ogół w przypadkach specjalnych. Zazwyczaj są to maszyny o dużej mocy.

Szczelina powietrzna  $\delta$  między stojanem a wirnikiem powinna być, z elektrycznego punktu widzenia, jak najmniejsza. Im większa jest szczelina powietrzna, tym większy jest prąd magnesujący, a to powoduje zmniejszenie współczynnika mocy ( $\cos \varphi$ ) maszyny. W związku z tym szczelinę powietrzną wykonuje się tak małą, jak na to pozwalają technologia produkcji i względy mechaniczne (wyginanie wału, zacieranie w stojanie, obróbka mechaniczna, rozszerzanie cieplne, jednostronny nacisk magnetyczny). W tym sensie wielkość

szczeliny powietrznej uzależniona jest od średnicy i od długości maszyny. W najmniejszych maszynach szczelina powietrzna nie przekracza 0,2 - 0,3 mm, natomiast w silnikach średniej i dużej mocy dochodzi do kilku milimetrów.

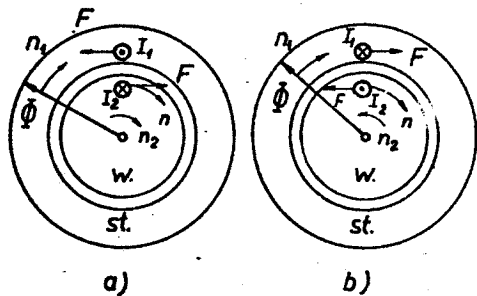
Maszyny asynchroniczne chłodzone są zazwyczaj powietrzem. Do podnoszenia skuteczności chłodzenia i w związku z tym do lepszego wykorzystywania materiałów czynnych (przewody i blacha elektrotechniczna) w konstrukcjach maszyn asynchronicznych przewiduje się zazwyczaj wentylator. W zależności od konstrukcji wentylator może być wewnątrz lub na zewnątrz maszyny. Wiele maszyn o konstrukcji zamkniętej ma zarówno wewnętrzny, jak i zewnętrzny wentylator.

#### 4.1.2. Zasada działania maszyny asynchronicznej

Praca maszyny asynchronicznej oparta jest na współdziałaniu elektromagnetycznym między polem wirującym wymuszonym prądem uzwojenia pierwotnego a prądami uzwojenia wtórnego, indukowanymi przez to pole.

Symetryczny wielofazowy układ prądów, który powstaje w uzwojeniu pierwotnym maszyny po włączeniu do sieci zasilającej, wymusza wirujące pole magnetyczne. Podstawowa harmoniczna tego pola wiruje z prędkością obrotową  $n_1 = \frac{f_1}{p}$  (3.72) nazywaną prędkością synchroniczną. Wirująca fala pola magnetycznego indukuje w uzwojeniach stojana i wirnika siły elektromotoryczne.

Po zamknięciu obwodu wtórnego w uzwojeniu wirnika powstaje symetryczny układ prądowy  $I_2$ . Na przewody wirnika zaczyna oddziaływać siła elektromagnetyczna  $F$ . Jest ona wynikiem współdziałania wirującego pola magnetycznego i prądu płynącego w przewodach. Przy danym kierunku wirowania podstawowej harmonicznej pola (rys. 4.3, a) kierunek tej siły określa się, zgodnie z prawem



Rys.4.3. Zasada działania maszyny asynchronicznej

Laplace'a, regułą lewej dłoni. Kierunek ten jest zgodny z kierunkiem wirowania pola. Powstaje elektromagnetyczny moment obrotowy, który powoduje, że wirnik zaczyna się obracać w ślad za polem. Maszyna pracuje jako silnik. Jeżeli prędkość obrotowa wirnika  $n$  zrówna się z prędkością pola magnetycznego  $n_1$ , linie pola przestają przecinać przewody uzwojenia wtórnego, zanikną zarówno siła elektromotoryczna  $E_2$  i prądy  $I_2$ , jak i siła elektromagnetyczna  $F$  i elektromagnetyczny moment obrotowy. W rezultacie wirnik obniży swoją prędkość. Po pojawieniu się różnicy między prędkościami wirnika  $n$  i pola magnetycznego  $n_1$  powstaje znowu moment elektromagnetyczny. Na przewody nieruchomego stojana działa również siła elektromagnetyczna równa sile  $F$ , lecz przeciwnie skierowana. Pojawienie się tej siły może być wytłumaczone w ten sam sposób jak i pojawienie się siły działającej na wirnik regułą Lenza: siła ta działa tak, aby poruszyć stojan w stronę przeciwną ruchowi pola, z prędkością  $n = n_1$  przy której  $E_2 = 0$ .

Jeśli za pomocą innego silnika, wirnik maszyny zacznie obracać się w tym samym kierunku, lecz z prędkością obrotową większą od prędkości pola magnetycznego ( $n > n_1$ ), prędkość względna przewodów wirnika w stosunku do pola zmieni swój znak (rys.4.3.b).

W ślad za tym idzie zmiana znaku siły elektromotorycznej  $E_2$ , prądu  $I_2$  i siły elektromagnetycznej  $F$  oddziałującej na rotor. Moment elektromagnetyczny zaczyna przeciwstawiać się wirowaniu wirnika i dla utrzymania prędkości ponadsynchronicznej wirnika silnik napędzający powinien przekazywać maszynie asynchronicznej pewną energię mechaniczną. Energię tę maszyna asynchroniczna przetwarza w elektryczną i oddaje do sieci. W tym przypadku maszyna pracuje jako prądnica (generator).

W wyniku powyższych rozważań można sformułować następujący wniosek: maszyna asynchroniczna wytwarza moment elektromagnetyczny i rozwija określoną moc czynną tylko wtedy, kiedy prędkość wirnika  $n$  jest różna od prędkości obrotowej jej pola magnetycznego  $n_1$ . Stąd pochodzi i nazwa maszyny asynchroniczne - maszyny pracujące z prędkością różną od prędkości synchronicznej.

Względna różnica między prędkościami obrotowymi pola magnetycznego  $n_1$  i wirnika  $n$  nosi nazwę *poślizgu* i zwykle jest oznaczana literą  $s$ :

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (4.1)$$

lub w procentach

$$s \% = \frac{n_1 - n}{n_1} 100$$

Poślizg jest ważną i charakterystyczną dla maszyn asynchronicznych wielkością. Jest on wskaźnikiem ich obciążenia. Np. jeśli moment oporowy obciążenia na wale silnika wzrośnie, jego prędkość  $n$  obniży się i poślizg  $s$  wzrośnie. Konsekwencją tego jest wzrost siły elektromotorycznej i prądu wirnika. Tym samym wzrasta siła

elektromotoryczna i moment obrotowy, które równoważą moment obciążenia. Odwrotnie dzieje się przy obniżaniu obciążenia.

Poślizg maszyny ma dwie charakterystyczne wartości: przy nieruchomym wirniku ( $n = 0$ ) -  $s = \frac{n_1}{n_1} = 1$ , natomiast przy prędkości wirnika równej synchronicznej ( $n = n_1$ ) poślizg wynosi  $s = \frac{n - n_1}{n_1} = 0$ . Te dwie wartości poślizgu limitują omówione powyżej stany pracy maszyny asynchronicznej. Przy wszystkich poślizgach znajdujących się w zakresie  $0 < s < 1$  maszyna asynchroniczna jest silnikiem, natomiast przy wszystkich ujemnych poślizgach  $0 > s > -\infty$  - prądnicą. Jak już zaznaczono, maszyna asynchroniczna może być generatorem tylko wtedy, kiedy jest napędzana dowolnym silnikiem tak, aby jej prędkość obrotowa miała wartości większe od prędkości synchronicznej -  $n > n_1$  (teoretycznie od  $n = n_1$  do  $n \rightarrow \infty$ ).

Maszyna asynchroniczna ma jeszcze jeden stan pracy. Jest to tzw. praca hamulcowa. W tym stanie elektromagnetyczny moment obrotowy maszyny jest ujemny - jest przeciwny kierunkowi wirowania wirnika. Pracując jako hamulec maszyna asynchroniczna pobiera energię tak z sieci elektrycznej jak i ze strony wału. Cała przyjmowana z zewnątrz energia przetwarzana jest w tym przypadku w ciepło.

Maszyna asynchroniczna pracuje głównie jako silnik. Około 80 - 90 % wszystkich silników elektrycznych zainstalowanych w przemyśle to silniki asynchroniczne.

#### 4.2. Proces roboczy maszyny asynchronicznej

##### 4.2.1. Podstawowe zjawiska i parametry maszyny asynchronicznej

Podstawowe zjawiska elektromagnetyczne w maszynie asynchronicznej zostaną omówione przy następujących założeniach:

1. Napięcia zasilające uzwojenie pierwotne maszyny i prądy w uzwojeniu są układami symetrycznymi, wielkości te zmieniają się sinusoidalnie w czasie, przy czym zazwyczaj  $U_1 = \text{const}$ ,  $f_1 = \text{const}$ .

2. Siły magnetomotoryczne uzwojeń maszyny mają sinusoidalny rozkład przestrzenny.

3. Rezystancje i indukcyjności własne uzwojeń są wielkościami stałymi.

4. Uzwojenia stojana i wirnika są wielofazowe i symetryczne, w ogólnym przypadku o niejednakowej liczbie faz ( $n_1 \neq n_2$ ).

Wszystkie wielkości charakteryzujące obwody magnetyczne i elektryczne maszyny asynchronicznej o sinusoidalnym polu magnetycznym oznacza się tak samo jak wielkości transformatora - indeksem "1" wielkości strony pierwotnej, indeksem "2" - strony wtórnej.

W maszynie asynchronicznej, podobnie jak w transformatorze, istnieje skojarzenie elektromagnetyczne między uzwojeniami pierwotnym, znajdującym się w stojanie i uzwojeniem wtórnym wirnika. W odróżnieniu od transformatora, uzwojenie wtórne maszyny asynchronicznej wiruje i jego boki przemieszczają się w stosunku do pola magnetycznego. Względna prędkość obrotowa tego przemieszczania się wynosi  $n_2 = n_1 - n$ , w związku z czym indukowana w uzwojeniu wtórnym siła elektromotoryczna ma częstotliwość

$$f_2 = pn_2 = p(n_1 - n) \quad (4.2)$$

Po podstawieniu ( $n_1 - n$ ) z (4.1) uzyskuje się związek między częstotliwością wirnika  $f_2$ , a częstotliwością stojana  $f_1$ :

$$f_2 = s f_1 \quad (4.3)$$

Maszyny asynchroniczne pracują zazwyczaj przy stałej częstotliwości  $f_1$  sieci zasilającej. W takich warunkach wszelkie

zmiany obciążenia związane są ze zmianą prędkości obrotowej wirnika, poślizgu i częstotliwości przebiegów elektrycznych wirnika. W związku z tym można stwierdzić, że skojarzone elektromagnetycznie obwody elektryczne maszyny asynchronicznej - jej uzwojenia - pracują przy różnej częstotliwości, przy czym częstotliwość w uzwojeniu wtórnym zależy od obciążenia poprzez poślizg  $s$ . Na tym polega jedna z podstawowych różnic między maszyną asynchroniczną a transformatorem.

W trakcie pracy maszyny, w symetrycznym  $n_2$  - fazowym uzwojeniu wirnika płynie prąd  $I_2$  z częstotliwością  $f_2$ . Prąd ten wymusza kołowo wirującą falę siły magnetomotorycznej  $F_2$ , przemieszczającą się względem wirnika z prędkością obrotową

$$n_2 = \frac{f_2}{p} = s n_1 \quad (4.4)$$

Kierunek wirowania pola wirnika jest zgodny z kierunkiem obracania się pola magnetycznego stojana. Przyczyną tego jest jednakowa kolejność faz uzwojeń. Kolejność faz wirnika wyznacza pole wirujące stojana, natomiast kierunek jego obracania się zależy od rozmieszczenia faz uzwojenia stojana. Prędkość obrotowa  $n_{2s}$  pola wirnika względem nieruchomego stojana maszyny asynchronicznej jest w takim razie sumą dwóch częstotliwości wirowania - wirnika  $n$  i pola wirnika względem wirnika  $n_2$ :

$$n_{2s} = n + n_2 \quad (4.5)$$

W związku z tym, że  $n_2 = s n_1 = n_1 - n$  (4.4) prędkość obrotowa pola magnetycznego wirnika w przestrzeni maszyny, względem dowolnej nieruchomej części będzie wynosić zawsze

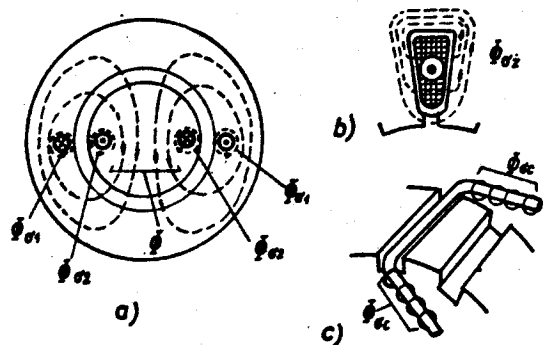
$$n_{2s} = n_1 \quad (4.6)$$

Ponieważ  $n_1$  jest prędkością wirowania pola magnetycznego stojana, z (4.6) nasuwa się bardzo ważny wniosek, że przy pracy ustalonej maszyny, pola stojana i wirnika obracają się w przestrzeni z jednakową prędkością i w tym samym kierunku, co oznacza, że są nieruchome względem siebie. Wniosek ten odnosi się do wszystkich stanów pracy maszyny asynchronicznej.

Fakt, że siły magnetomotoryczne stojana i wirnika są względem siebie nieruchome wskazuje, że w maszynie powstaje stała wypadkowa wirująca siła magnetomotoryczna, wymuszająca pole magnetyczne (wypadkowe) maszyny. Wypadkowa siła magnetomotoryczna jest wynikiem sumowania geometrycznego SMM stojana i wirnika. A zatem, pole wirujące maszyny asynchronicznej, podobnie jak pole pulsujące transformatora, jest wynikiem współdziałania dwóch układów prądu: pierwotnego i wtórnego. W takim razie można powiedzieć, że praca maszyny asynchronicznej polega na współdziałaniu pola wypadkowego i prądu jej wirnika.

Wypadkowe pole magnetyczne maszyny składa się, tak jak pole transformatora, z głównego strumienia magnetycznego  $\phi$  i ze strumieni rozproszenia uzwojenia pierwotnego  $\phi_{s1}$  i wtórnego  $\phi_{s2}$ . Główny strumień magnetyczny jest strumieniem indukcji wzajemnej, który jest skojarzony z dwoma układami uzwojeń. Strumienie magnetyczne rozproszenia są strumieniami indukcji własnej - linie ich pola kojarzą się odpowiednio tylko z uzwojeniem pierwotnym lub tylko z uzwojeniem wtórnym (rys. 4.4a). Linie głównego pola magnetycznego przechodzą przez szczelinę powietrzną maszyny, przez żarznia i zęby stojana i wirnika.

Linie strumieni rozproszenia mają różne drogi: w częściach aktywnych uzwojenia zamykają się one przez żłobki i między koronkami zębów (rys. 4.4b), natomiast w przestrzeni połączeń czołowych ich drogi znajdują się prawie w całości w powietrzu (rys. 4.4c).



Rys. 4.4. Przestrzenny rozkład pola magnetycznego maszyny asynchronicznej

Główny strumień magnetyczny wiruje w stosunku do stojana z prędkością synchroniczną  $n_1$  i indukuje w jego uzwojeniu siłę elektromotoryczną  $E_1$  o częstotliwości  $f_1$  -

$$E_1 = \pi \sqrt{2} f_1 z_1 k_{u1} \phi_m \quad (4.7)$$

Prędkość obrotowa strumienia głównego względem wirującego wirnika wynosi  $n_2 = sn_1$  (4.4), w związku z czym siła elektromotoryczna w uzwojeniu wtórnym ma częstotliwość  $f_2 = sf_1$ . Przeto siła elektromotoryczna uzwojenia wtórnego przy wirującym wirniku zależy od poślizgu i dlatego oznaczana jest symbolem  $E_{2s}$ . Wynosi ona:

$$E_{2s} = \pi \sqrt{2} f_2 z_2 k_{u2} \phi_m \quad (4.8)$$

Przy nieruchomym wirniku, a więc przy  $n = 0$ ,  $s = 1$ , siła elektromotoryczna  $E_{2s}(s=1) = E_2$  wynosi:

$$E_2 = \pi \sqrt{2} f_1 z_2 k_{u2} \phi_m \quad (4.9)$$

Jest to siła elektromotoryczna, którą można zmierzyć na otwartych zaciskach wtórnych silnika pierścieniowego, ponieważ w tym przypadku jest on nieruchomy, bo  $I_2 = 0$ .

Równania (4.8) i (4.9) wskazują, że siłę elektromotoryczną wirnika przy dowolnym poślizgu można wyrazić poprzez SEM przy nieruchomym wirniku:

$$E_{2s} = s E_2 \quad (4.10)$$

Siły elektromotoryczne indukowane w uzwojeniach przez strumienie rozproszenia przy dowolnej prędkości obrotowej mogą być obliczone z następujących równań:

$$E_{\sigma 1} = j \omega_1 L_{\sigma 1} I_1 = j X_{1\sigma} I_1 \quad (4.11)$$

$$E_{\sigma 2s} = -j \omega_{2s} L_{\sigma 2} I_2 = -j X_{2\sigma} I_2 \quad (4.12)$$

gdzie

$$X_{1\sigma} = \omega_1 L_{\sigma 1} = 2\pi f_1 L_{\sigma 1} \quad (4.13)$$

jest reaktancją rozproszenia uzwojenia pierwotnego, natomiast

$$X_{2\sigma} = \omega_{2s} L_{\sigma 2} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi f_1 s L_{\sigma 2} = s X_{2\sigma} \quad (4.14)$$

jest reaktancją rozproszenia uzwojenia wtórnego przy dowolnym poślizgu i zgodnie z (4.14) może być przedstawiona reaktancją rozproszenia  $X_2$  przy nieruchomym wirniku \*

$$X_2 = 2\pi f_1 L_{02} \quad (4.15)$$

Reaktancje rozproszenia  $X_1$  i  $X_2$  oraz rezystancje  $R_1$  i  $R_2$  są podstawowymi parametrami maszyny asynchronicznej.

#### 4.2.2. Praca maszyny asynchronicznej przy nieruchomym wirniku

W przypadku, gdy w uzwojeniu wirnika płyną prądy, maszyna asynchroniczna wytwarza moment obrotowy i pod wpływem tego momentu wirnik zaczyna się obracać. Aby do tego nie dopuścić wirnik powinien być zahamowany.

##### 4.2.2.1. Podstawowe równania

Przy nieruchomym wirniku ( $n = 0$ ) poślizg maszyny wynosi  $s = 1$ , a w konsekwencji częstotliwość wielkości elektrycznych w uzwojeniu wtórnym jest równa częstotliwości w uzwojeniu pierwotnym -  $f_2 = f_1$ . Wywodzi się to bezpośrednio z równania (4.3) i z faktu, że wypadkowe pole wirujące maszyny wiruje w stosunku do nieruchomych stojana i wirnika z prędkością  $\omega_1 = f_1/p$ .

Pole wypadkowe maszyny wymuszane jest siłą magnetomotoryczną  $F_M$ , która jest sumą geometryczną  $F_1$  i  $F_2$  dwóch uzwojeń:

$$F_1 + F_2 = F_M \quad (4.16)$$

Jednakowa częstotliwość procesów elektromagnetycznych w uzwojeniach wskazuje, że przy nieruchomym wirniku maszyna asynchroniczna może być traktowana podobnie jak transformator. Naturalnie, maszyna

asynchroniczna różni się od transformatora: ma ona pole magnetyczne wirujące, natomiast transformator - pulsujące; ma ona uzwojenia rozłożone ( $k_u \neq 1$ ), transformator - skupione ( $k_u = 1$ ); maszyna asynchroniczna ma szczelinę powietrzną, konieczną z punktu widzenia konstrukcyjnego, wielokrotnie większą od niepotrzebnych lecz nieuniknionych szczelin powietrznych w obwodzie magnetycznym transformatora. Różnice te są jednak nieistotne, co pozwala maszynę asynchroniczną i transformator traktować w jednakowy sposób, podobnymi równaniami, schematami zastępczymi i wykresami wektorowymi.

Podobnie jak przy transformatorach dla maszyny asynchronicznej tak samo formuluje się pojęcie przekładni maszyny. W tym przypadku jednak zachodzi konieczność sformułowania dwóch przekładni - przekładni napięciowej  $U_0$  i prądowej  $U_1$ .

Zgodnie z (4.7) i (4.9) przekładnia napięciowa maszyny asynchronicznej wyraża się równością

$$U_0 = \frac{E_1}{E_2} = \frac{z_1 k_{u1}}{z_2 k_{u2}} \quad (4.17)$$

Przekładnia ta jest różna od przekładni transformatora, ponieważ skojarzenie uzwojeń z głównym strumieniem magnetycznym jest niepełne i niejednakowe - oba uzwojenia rozłożone są w żłobkach w różny sposób i mają różne współczynniki  $k_{u1}$  i  $k_{u2}$ .

Przekładnię prądową otrzymuje się po przerobieniu równania (4.16). Biorąc w nim udział siły magnetomotoryczne, zgodnie z (3.80) wyrażają następujące wzory:

$$\begin{aligned} F_M &= \frac{m_1 \sqrt{2}}{j\pi} \frac{z_1 k_{u1}}{p} I_M \\ F_1 &= \frac{m_1 \sqrt{2}}{j\pi} \frac{z_1 k_{u1}}{p} I_1 \\ F_2 &= \frac{m_2 \sqrt{2}}{j\pi} \frac{z_2 k_{u2}}{p} I_2 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Po podstawieniu (4.18) w (4.16) i po pewnym niewielkim przekształceniu równanie sił magnetomotorycznych maszyny asynchronicznej uzyskuje postać:

$$\underline{I}_M = \underline{I}_1 + \frac{I_2}{\lambda_1} \quad (4.19)$$

gdzie

$$\lambda_1 = \frac{m_1 z_1 k_{u1}}{m_2 z_2 k_{u2}} \quad (4.20)$$

jest przekładnią prądową maszyny, natomiast  $I_M$  jest jej prądem magnesującym.

Pojawia się następująca różnica - udział stosunku  $\frac{m_1}{m_2}$ . Wynika ona z faktu, że siła magnetomotoryczna danego uzwojenia powstaje wskutek udziału wszystkich jego faz, natomiast siła elektromotoryczna określana jest oddzielnie dla każdej fazy.

Przy założeniu, że omawiana maszyna jest pierścieniową z włączoną w jej obwód wtórny symetrycznym obciążeniem  $Z_0$ , równania napięć poszczególnych uzwojeń będą miały taką samą postać jak równania transformatora (2.9)

$$\underline{U}_1 = -E_1 + I_1 Z_1 \quad (4.21)$$

$$\underline{U}_2 = I_2 Z_0 = E_2 - I_2 Z_2$$

gdzie

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j X_1, \quad \underline{Z}_2 = R_2 + j X_2 \quad (4.22)$$

są impedancjami uzwojeń maszyny.

Równania (4.21) mogą być przekształcone do postaci wygodnej do analiz ilościowych, sporządzania schematu zastępczego i rysowania wykresów wektorowych maszyny asynchronicznej. W tym celu konieczne jest sprowadzenie uzwojenia wtórnego do uzwojenia pierwotnego.

Sprowadzone uzwojenie powinno wytwarzać taką samą siłę magnetomotoryczną, mieć takie same straty i przesunięcie fazowe między prądem a siłą elektromotoryczną jak uzwojenie rzeczywiste, niesprowadzone.

Liczba faz uzwojenia sprowadzonego  $m'_2$ , liczba jego zwojów  $z'_2$  i współczynnik uzwojenia  $k'_{u2}$  powinny być równe odpowiednim parametrom uzwojenia pierwotnego, innymi słowy  $m'_2 = m_1$ ,  $z'_2 = z_1$ ,  $k'_{u2} = k_{u1}$ .

Siła elektromotoryczna sprowadzonego uzwojenia wtórnego, zgodnie z (4.17) wynosi:

$$E'_2 = E_1 = \lambda_0 E_2 \quad (4.23)$$

Wzór na sprowadzony prąd wirnika otrzymuje się z warunku jednakowości sił magnetomotorycznych uzwojeń sprowadzonego i rzeczywistego

$$\frac{m_1 \sqrt{2}}{j\pi} \frac{z_1 k_{u1}}{p} I'_2 = \frac{m_2 \sqrt{2}}{j\pi} \frac{z_2 k_{u2}}{p} I_2$$

Prąd ten wynosi

$$I'_2 = \frac{m_2 z_2 k_{u2}}{m_1 z_1 k_{u1}} I_2 = \frac{1}{\lambda_1} I_2 \quad (4.24)$$

Straty w sprowadzonym i rzeczywistym uzwojeniu są jednakowe

$$m_1 I_2'^2 R_2' = m_2 I_2^2 R_2$$

Powyższa równość pozwala wyprowadzić dla sprowadzonej rezystancji wirnika następujący wzór:

$$R_2' = \frac{m_2 (I_2')^2 R}{m_1 I_2^2} = \frac{z_1 k_{u1}}{z_2 k_{u2}} \cdot \frac{m_1 z_1 k_{u1}}{m_2 z_2 k_{u2}} R_2 = \psi_0 \psi_1 R_2 \quad (4.25)$$

Przesunięcie fazowe między siłą elektromotoryczną  $E_2'$  a prądem  $I_2'$  w uzwojeniu sprowadzonym zostaje takie samo jak w uzwojeniu wyjściowym

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{X_2}{R_2} = \frac{X_2'}{R_2'}$$

a więc, dla sprowadzonej reaktancji wirnika można napisać:

$$X_2' = \frac{R_2'}{R_2} X_2 = \psi_0 \psi_1 X_2 \quad (4.26)$$

Podobny jak wyżej związek występuje między sprowadzonymi i realnymi impedancjami

$$Z_2' = \psi_0 \psi_1 Z_2, \quad Z_0' = \psi_0 \psi_1 Z_0$$

Równania napięć sprowadzonej maszyny asynchronicznej przy nieruchomym wirniku, jak również równanie prądów, uzyskuje się po zastąpieniu w (4.19) i (4.21) niesprowadzonych wielkości sprowadzonymi. Równania te są identyczne z równaniami transformatora (2.20) i (2.21), a mianowicie:

$$I_1 + I_2' = I_M$$

$$U_1 = -E_1 + I_1 Z_1 \quad (4.27)$$

$$U_2' = E_2' - I_2' Z_2'$$

Przy zwartym uzwojeniu wtórnym ( $Z_0 = 0$ ) napięcie na zaciskach wtórnych jest  $U_2 = 0$ . W takim razie równanie napięć wtórnych będzie miało postać:

$$E_2' = I_2' Z_2' \quad (4.28)$$

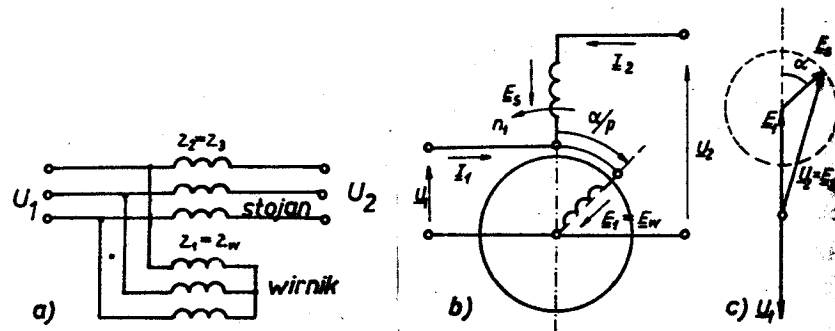
Równania (4.27) pozwalają analizować pracę maszyny asynchronicznej przy nieruchomym wirniku. Na podstawie tych równań można sporządzić schemat zastępczy i wykres wektorowy maszyny, jakościowo takie same jak dla transformatora (rys.2.21 i rys.2.20).

#### 4.2.2.2. Regulator indukcyjny

Regulator indukcyjny jest maszyną asynchroniczną z zahamowanym wirnikiem pierścieniowym, który może zajmować w stosunku do stojana różne położenia w granicach kątu  $\alpha_g \leq \frac{360^\circ}{p}$ . Przemieszczenie wirnika wykonuje się ręcznie lub za pomocą silnika dodatkowego poprzez ślimak samohamowny. Uzwojenia regulatora indukcyjnego połączone są jak uzwojenia autotransformatora. W związku z tym może on być traktowany jako autotransformator z wirującym polem magnetycznym.

Schemat elektryczny najczęściej stosowanego regulatora indukcyjnego - trójfazowego - pokazany jest na rysunku 4.5a. Uzwojenie pierwotne włączone jest równolegle z siecią zasilającą, natomiast uzwojenie wtórne - szeregowo. Uzwojenie pierwotne umieszcza się normalnie w wirniku regulatora, przy czym połączenie z siecią może być wykonane z przewodów giętkich lub za pomocą pierścieni





Rys.4.5. Schemat połączeń uzwojeń (a,b) i wykres wektorowy (c) regulatora indukcyjnego

i szczotek. Sposób połączenia uzwojeń wskazuje na to, że regulator indukcyjny może być traktowany jako autotransformator podwyższający. Schemat elektryczny jednej fazy regulatora pokazany jest na rysunku 4.5,b. Do tego schematu można zastosować równania transformatora przy  $I_M \approx 0$ . Pomijając spadki napięcia w uzwojeniach, równania napięcia można zapisać w postaci:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1; \quad \underline{U}_2 = \underline{E}_2 \quad (4.29)$$

W przypadku autotransformatora siła elektromotoryczna strony wyższego napięcia jest zawsze sumą algebraiczną SEM indukowanych we wspólnej części  $E_W$  i samodzielnej części  $E_S$  uzwojenia ( $E_2 = E_W + E_S = E_1 + E_S$ ) ponieważ są one w fazie. Natomiast siły elektromotoryczne w uzwojeniach regulatora indukcyjnego na ogół nie są w fazie i dlatego jego wtórna SEM  $E_2$ , a tym samym i napięcie  $U_2$ , jest sumą geometryczną jej składowych:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}_1 + \underline{E}_S \quad (4.30)$$

Siła elektromotoryczna  $E_S$  jest uwarunkowana położeniem przestrzennym dwóch uzwojeń i jest funkcją kąta między ich osiami. Dla przykładu, jeśli wirnik regulatora obrócony jest w kierunku wirowania pola o kąt  $\alpha_g = \frac{\alpha}{p}$  (rys.4.5,b), siła elektromotoryczna stojana  $E_S$  będzie wyprzedzać o kąt  $\alpha$  siłę elektromotoryczną  $E_1$ , ponieważ oś tego uzwojenia znajduje się w przestrzeni, w stosunku do pola wirującego, przed osią uzwojenia pierwotnego. Odrotna sytuacja występuje przy przesunięciu wirnika przeciw wirowaniu pola. Można więc zanotować:

$$\underline{E}_1 = E_1 \sqrt{2} e^{j\omega t} \quad \text{i} \quad \underline{E}_S = \frac{E_1 \sqrt{2}}{\mu_e} e^{j(\omega t + \alpha)} \quad (4.31)$$

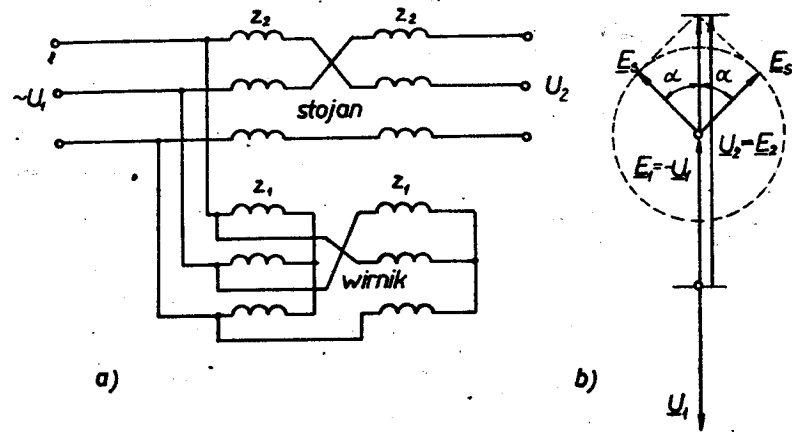
Znak "+" kąta przesunięcia fazowego w (4.31) odnosi się do przypadku, gdy wirnik jest obrócony w kierunku wirowania pola wypadkowego. Współczynnik  $\mu_e$  jest przekładnią napięciową (4.17).

Zgodnie z powyższym napięcie  $U_2$  można wyrazić równaniem:

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 = \underline{E}_1 (1 + \frac{1}{\mu_e} e^{+j\alpha}) \quad (4.32)$$

Zależność (4.32) ilustruje rysunek 4.5,c. Zarówno równanie (4.32), jak i wykres wektorowy wskazują, że napięcie wtórne  $U_2$  regulatora indukcyjnego zmienia wartość i fazę w funkcji kąta  $\alpha$ . Wartość maksymalną napięcie wtórne uzyskuje przy  $\alpha = 0$ , natomiast minimalną - przy  $\alpha = \pi$ . Regulatory indukcyjne wykonuje się zwykle z przekładnią  $\mu_e = 1$ , z czego wynika, że napięcie  $U_2$  może być regulowane w zakresie  $U_2 = 0 + 2 U_1$ .

Emiany fazy napięcia wtórnego można uniknąć wykonując tzw. podwójny regulator indukcyjny. Składa się on z dwóch maszyn, które mają uzwojenia wtórne połączone szeregowo, natomiast ich uzwojenia pierwotne są połączone równolegle (rys.4.6). Pola magnetyczne tych



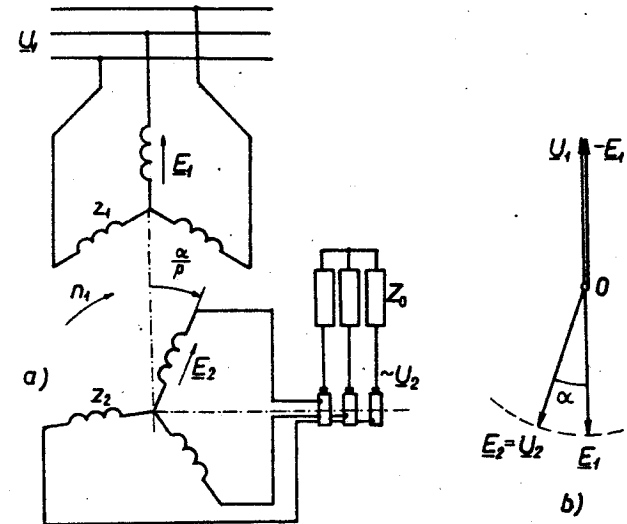
Rys.4.6. Schemat połączeń (a) i wykres wektorowy (b) zdwojonego regulatora indukcyjnego

regulatorów wirują w przeciwne strony, ponieważ fazy ich uzwojeń mają niejednakową kolejność. Regulator podwójny jest urządzeniem drogim i z tego powodu rzadziej stosowanym.

Regulator indukcyjny chłodzony jest zwykle powietrzem, tłoczonym wentylatorem napędzanym silnikiem pomocniczym. Wytwarzane są też regulatory chłodzone olejem transformatorowym. W tych przypadkach umieszczane są one w kadzi z olejem.

#### 4.2.2.3. Przesuwnik fazowy

Przesuwnik fazowy jest maszyną asynchroniczną z zahamowanym wirnikiem pierścieniowym. Podobnie jak w przypadku regulatora indukcyjnego, wirnik może zajmować różne położenia w stosunku do stojana. Uzwojenie wtórne przesuwника fazowego mieści się zazwyczaj w wirniku. Schemat elektryczny przesuwника przedstawiono na rysunku 4.7. Przy przesunięciu osi faz wirnika o kąt  $\alpha_g = \frac{\alpha}{p}$  w stosunku do faz stojana, w kierunku wirowania pola maszyny, siła



Rys.4.7. Schemat połączeń (a) i wykres wektorowy (b) przesuwника fazowego

elektromotoryczna uzwojenia wtórnego zaczyna się opóźniać w czasie (w odniesieniu do pierwotnej). Odwrotnie będzie, jeśli wirnik jest przesunięty w kierunku przeciwnym. A zatem:

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 = \frac{E_1}{\omega_e} e^{j\alpha} \quad (4.33)$$

Z równania (4.33) wynika zasada działania przesuwника fazowego - poprzez obracanie wirnika maszyny dostarcza się odbiorcom napięcie o zmiennej fazie. Z tego wynika, że przesuwnik fazowy może być traktowany jako transformator o bezstopniowo zmieniającej się grupie połączeń.

Hamowanie wirnika przesuwника fazowego i jego przemieszczanie w określone położenie wykonuje się tak jak przy regulatorze indukcyjnym, ślimakiem samohamującym.

Regulator indukcyjny i przesunnik fazowy znajdują szerokie zastosowanie w praktyce laboratoryjnej. Wykorzystywane są też w energetyce i automatyce.

4.2.3. Sprowadzenie procesu roboczego wielofazowej maszyny asynchronicznej do stanu nieruchomego

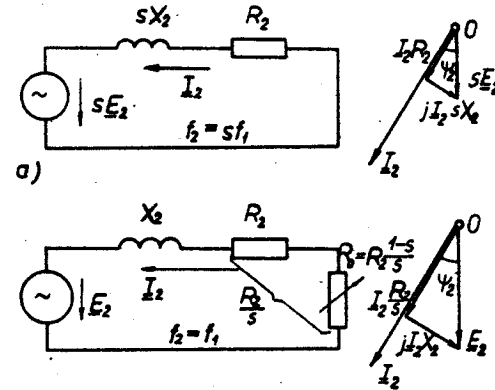
W ogólnym, najczęściej spotykanym przypadku, gdy wirnik maszyny asynchronicznej wiruje z dowolną prędkością obrotową  $n$ , częstotliwości sił elektromagnetycznych i prądów w uzwojeniach stojana i wirnika są różne. Częstotliwość  $f_2 = sf_1$  zmienia się z obciążeniem, a razem z nią ulega zmianie wartość reaktancji rozproszenia  $X_{2s} = s X_2$  (4.14). W związku z tym wielkości pierwotne i wtórne nie mogą być przedstawione na wspólnych wykresach wektorowych. Niemożliwe jest również ułożenie schematu zastępczego maszyny z połączeniem galwanicznym obwodów, tak jak w przypadku transformatora, gdzie  $f_1 = f_2$ . Ułożenie takiego schematu zastępczego staje się możliwe, jeżeli obracający się wirnik maszyny, w którym częstotliwość wynosi  $f_2 = sf_1$ , zastąpiony zostanie innym, w uzwojeniu którego częstotliwość jest  $f_2 = f_1$ . Oznacza to sprowadzenie procesu roboczego wirującej maszyny asynchronicznej do stanu nieruchomego.

Równanie sił elektromotorycznych uzwojenia wtórnego maszyny asynchronicznej przy dowolnym poślizgu  $s$  jest następujące:

$$s E_{2s} + \underline{E}_{2s} = I_2 R_2 \quad (4.34)$$

Po uwzględnieniu (4.10), (4.12) i (4.14) równanie (4.34) przybiera następującą postać:

$$s E_2 = I_2 R_2 + j I_2 s X_2 \quad (4.35)$$



Rys.4.8. Elektryczny schemat zastępczy i wykres wektorowy wirnika

Równaniu (4.35) odpowiadają schemat elektryczny i wykres wektorowy przedstawione na rysunku 4.8(a).

Prąd wirnika wyznacza się więc z równania

$$I_2 = \frac{s E_2}{R_2 + jsX_2} \quad (4.36)$$

Jeżeli podzieli się przez  $s$  licznik i mianownik prawej części równania (4.36) prąd  $I_2$  zostaje niezmienny, aczkolwiek otrzymuje się zależność, której członny mają zupełnie inny sens fizyczny:

$$I_2 = \frac{E_2}{\frac{R_2}{s} + j X_2} \quad (4.37)$$

Z równania (4.37) wynika, że prąd  $I_2$  zachowuje swoją wartość i fazę ( $\psi_2 = \arctg \frac{sX_2}{R_2} = \arctg \frac{X_2}{R_2/s}$ ), lecz wymuszony jest SEM  $E_2$ , niezależną od poślizgu. SEM  $E_2$  ma wartość siły elektromotorycznej indukowanej przy nieruchomym wirniku i częstotliwości



jest mocą elektromagnetyczną przekazywaną uzwojeniu wtórnemu. Przy maszynach mających szczelinę powietrzną jako podstawowy element obwołu magnetycznego moc ta oznaczana jest indeksem "  $\delta$  ".

W maszynie sprowadzonej  $E_1 = E'_2$ , w związku z czym moc elektromagnetyczna wyrażona będzie zależnością:

$$P_\delta = m_1 E'_2 I_2 \cos \psi_2 = m_1 I_2^2 \frac{R'_2}{S} \quad (4.42)$$

Część mocy elektromagnetycznej jest tracona w postaci ciepła w uzwojeniu wtórnym -  $\Delta P_{e2} = m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I_2^2 R'_2$ . Pozostała, większa część, przetwarza się w moc mechaniczną, czyli

$$P_m = P_\delta - \Delta P_{e2} \quad (4.43)$$

Z równań (4.42) i (4.43) uwzględniając przy tym straty elektryczne w uzwojeniu wtórnym, można wyrazić moc mechaniczną w postaci

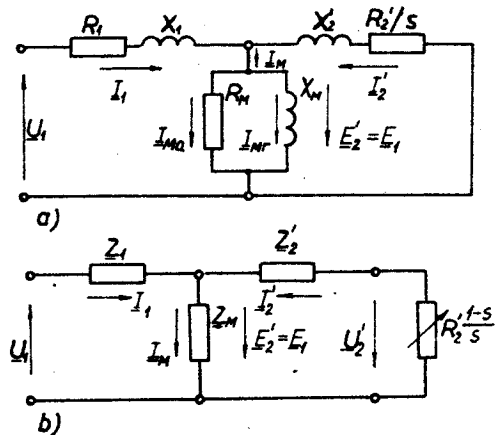
$$P_m = m_1 I_2^2 R'_2 \frac{1-s}{s} = m_1 I_2^2 R'_0 \quad (4.44)$$

Z równości (4.44) można wyciągnąć wniosek, że przy sprowadzaniu pracy maszyny do stanu nieruchomego moc mechaniczna maszyny o ruchomym wirniku zastępowana jest mocą elektryczną. Są to straty ciepłne w dodatkowym rezystorze  $R_0 = R_2 \frac{1-s}{s}$ . Wartość dodatnia tej rezystancji, jaką uzyskuje się przy pracy silnikowej ( $0 < s < 1$ ) oznacza oddawanie mocy mechanicznej i przekazywanie jej maszynie roboczej. Wartości ujemne rezystancji  $R_0$  uzyskiwane są przy pracy prądnicowej ( $s < 0$ ) i hamulcowej ( $s > 1$ ). Wskazują one, że w tych stanach pracy maszyna asynchroniczna pobiera energię mechaniczną z zewnątrz. Natomiast w stanie zahamowanym gdy  $s = 1$ , maszyna nie przetwarza energii mechanicznej ( $R_0 = 0$ ).

Na podstawie dotychczas przeprowadzonych analiz można sformułować następujący wniosek: zjawiska elektromagnetyczne w maszynie asynchronicznej mają takie same przebiegi, zarówno w przypadku, gdy maszyna wiruje z prędkością  $n$  i jest obciążona mechanicznie, jak i wtedy, kiedy jej wirnik jest nieruchomy, z włączonym w jego uzwojeniu rezystorem obciążenia  $R_0$ . Konkluzja ta daje możliwość analizowania - zamiast maszyny z wirującym wirnikiem, oddającej lub pobierającej poprzez swój wał określoną moc mechaniczną  $P_m$  - zastępczej maszyny o nieruchomym wirniku z włączoną dodatkową rezystancją  $R_0$ . Rezystancja ta ma charakter czynny, ponieważ moc mechaniczna jest tylko mocą czynną.

#### 4.2.4. Schemat zastępczy maszyny asynchronicznej

Schemat zastępczy maszyny asynchronicznej sporządza się na podstawie równań (4.39) ilustrujących zjawiska po sprowadzeniu procesu do stanu nieruchomego. Uzwojenie wtórne przy tym powinno być sprowadzone do pierwotnego. Powyższe równania są identyczne z równaniami odwzorowującymi procesy zachodzące w transformatorach (2.22). Konkludując można stwierdzić, że schemat zastępczy maszyny asynchronicznej o zwartym wirniku (rys.4.10) jest taki sam, jak schemat zastępczy transformatora (2.21). Sporządzenie schematu zastępczego maszyny asynchronicznej jest możliwe tylko wtedy, kiedy procesy w wirującym wirniku są sprowadzone do stanu nieruchomego. Tylko w tym przypadku częstotliwość w wirniku jest równą częstotliwości stojana, przy czym zarówno częstotliwość  $f_2 = f_1$ , jak i siła elektromotoryczna  $E_2$  są niezależne od poślizgu. Jedynie w takim przypadku można wprowadzić połączenie galwaniczne obwodów wirnika i stojana, tak jak ma to miejsce w schemacie zastępczym transformatora.



Rys.4.10. Elektryczny schemat zastępczy maszyny asynchronicznej:  
 a - przedstawiony rezystancjami i indukcyjnościami,  
 b - impedancjami

Poszczególne elementy schematu zastępczego produkowanych obecnie maszyn asynchronicznych mają w przybliżeniu następujące wartości (w jednostkach względnych):

$$R_1^* = \frac{R_1 I_N}{U_N} \approx R_2^{*s} = 0,01;$$

$$X_1^* = \frac{X_1 I_N}{U_N} \approx X_2^{*s} = 0,05 + 0,15$$

$$Z_M^* = \frac{Z_M I_N}{U_N} \approx 2 + 5$$

Wartości względne odpowiednich parametrów transformatorów wynoszą:

$$R_1^* \approx R_2^{*s} \approx 0,01 + 0,003;$$

$$X_1^* \approx X_2^{*s} \approx 0,01 + 0,07;$$

$$Z_M^* \approx 10 + 100$$

Porównując te dane można stwierdzić, że reaktancje rozproszenia maszyny asynchronicznej są większe. Przyczyną tego jest fakt, że strumienie rozproszenia zamykają się przez stal szębów. W porównaniu z transformatorem wartość impedancji obwodu magnesującego  $Z_M$  maszyny asynchronicznej jest wielokrotnie mniejsza - w tym przypadku różnicę tę można wytłumaczyć obecnością szczeliny powietrznej, która zmniejsza w znacznym stopniu permeancję obwodu magnetycznego.

Przy badaniu procesów występujących w symetrycznych maszynach wielofazowych wykorzystuje się równania (4.39) i schemat zastępczy (rys.4.10a lub b) odnoszące się do jednej fazy. Przy analizie procesów niesymetrycznych konieczne jest stosowanie metody składowych symetrycznych. W takich przypadkach sporządza się równania oddzielnie dla składowej zerowej i składowych symetrycznych zgodnej i przeciwnej.

Jeśli porówna się schematy zastępcze maszyny asynchronicznej (4.10) i transformatora (rys.2.21) dochodzi się do wniosku, że są one w pełni analogiczne, niezależnie od różnic między dwoma typami maszyn (występująca moc mechaniczna i pole wirujące maszyny asynchronicznej, natomiast pulsujące pole magnetyczne w transformatorach).

## 4.2.5. Stany pracy maszyny asynchronicznej

## 4.2.5.1. Praca silnikowa

Maszyna asynchroniczna stosowana jest przede wszystkim jako silnik. Stan pracy silnikowej będzie analizowany przy zasilaniu uzwojenia stojana symetrycznym napięciem o stałej amplitudzie i częstotliwości. Wymuszone prądami płynącymi w uzwojeniu pole magnetyczne wiruje w takim przypadku ze stałą prędkością obrotową  $n_1$ . Zakres poślizgu w tym stanie pracy zawiera się w granicach  $0 < s < 1$ .

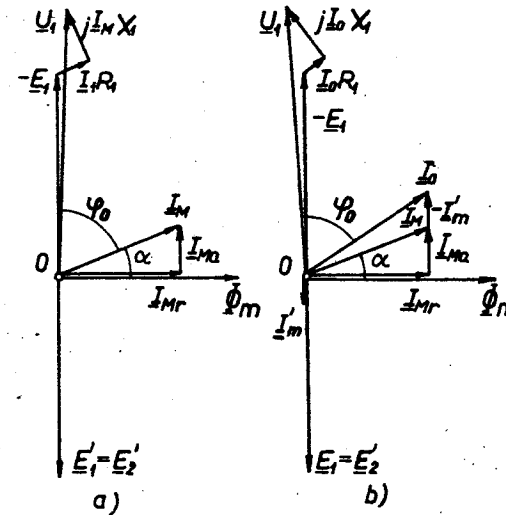
Bieg jałowy silnika asynchronicznego

Bieg jałowy silnika asynchronicznego jest to taki stan pracy, przy którym uzwojenie stojana jest włączone do sieci zasilającej, a w uzwojeniu wtórnym nie płynie żaden prąd ( $I_2 = 0$ ). Ten warunek może być spełniony tylko przy  $s = 0$ , tzn. wtedy, kiedy wirnik jest napędzany silnikiem pomocniczym i osiąga prędkość synchroniczną ( $n = n_1$ ). Stan taki nosi nazwę idealnego biegu jałowego. W praktyce realizuje się zazwyczaj tzw. rzeczywisty bieg jałowy. W tym przypadku maszyna pracuje jako silnik bez żadnego obciążenia mechanicznego wirnika. Prąd wtórny jest przy tym bardzo mały ( $I_2 \approx 0$ ) ponieważ poślizg jest nieznaczny ( $s \approx 0,001$ ), a rezystancja obwodu wtórnego - bardzo duża ( $\frac{R_2}{s} \gg Z_M$ ).

Równania maszyny asynchronicznej (4.39) uzyskują postać:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{10} &= \underline{I}_M \\ \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_{10} \underline{Z}_1 = \underline{I}_{10} (\underline{Z}_M + \underline{Z}_1) \end{aligned} \quad (4.55)$$

Wykres wektorowy idealnego biegu jałowego maszyny asynchronicznej pokazany jest na rysunku 4.11a. W przypadku rzeczywistego biegu jałowego (rys. 4.11b) składowa czynna prądu magnesującego jest większa



Rys. 4.11. Wykres wektorowy idealnego (a) i realnego (b) biegu jałowego silnika asynchronicznego

od tej samej składowej biegu idealnego, ponieważ pokrywa ona, oprócz strat w stali, również straty mechaniczne spowodowane tarcieniem w łożyskach i w powietrzu.

Moc jaką maszyna pobiera z sieci -  $P_0 = m_1 U_1 I_{10} \cos \varphi_{10}$  - pokrywa straty elektryczne uzwojeń, straty w stali i straty mechaniczne ( $\Delta P_m$ ):

$$P_0 = \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m \approx \Delta P_{e1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_m \quad (4.46)$$

Straty w uzwojeniu wtórnym -  $\Delta P_{e2} = m_1 I_2'^2 R_2'$  są bardzo małe, ( $\Delta P_{e2} \approx 0$ ), ponieważ  $I_2' \approx 0$ , i z tego powodu w (4.56) mogą być pominięte.

Prąd biegu jałowego maszyny asynchronicznej przy znanionowym napięciu zasilającym wynosi

$$I_{10} \approx (0,25 + 0,6) I_{1n}$$

przy czym mniejsze wartości odnoszą się do maszyn dużych i szybkoobrotowych, natomiast duże wartości - do maszyn małych i wolnoobrotowych (o dużej liczbie par biegunów). W mikromaszynach (są to maszyny mocy ułamkowej, < 1 kW) prąd biegu jałowego sięga 0,9  $I_{1n}$ . Przyczyną tego jest względnie duża szczelina powietrzna na tych maszynach.

Współczynnik mocy biegu jałowego maszyny asynchronicznej jest niski ( $\cos \psi_{10} = 0,05 + 0,2$ ).

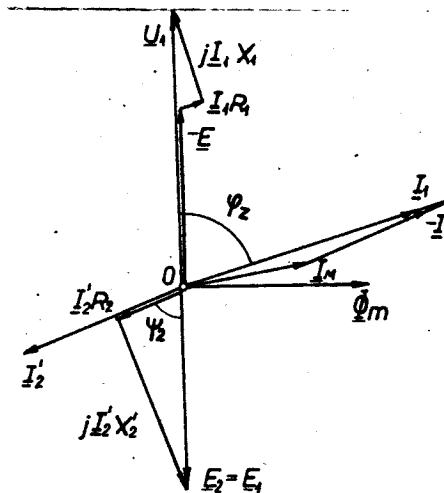
Duży prąd biegu jałowego i niski współczynnik mocy są wadami maszyny asynchronicznej, Oznacza to, że maszyna pobiera z sieci dużą moc bierną i obciąża niepotrzebnie źródła energii i sieć zasilającą.

Z faktu, że prąd biegu jałowego  $I_{10}$  i rezystancja uzwojenia stojana  $R_1$  maszyny asynchronicznej są stosunkowo duże, można wyciągnąć wniosek, że straty elektryczne w uzwojeniu stojana  $\Delta P_{e1}$  stanowią znaczną część mocy biegu jałowego  $P_0$ , wskutek czego nie należy ich pomijać, jak jest to możliwe w przypadku transformatora. Z w a r c i e s i l n i k a a s y n c h r o n i c z n e g o

Zwarcie nazywa się taki stan pracy silnika asynchronicznego, w którym uzwojenie pierwotne jest zasilane, uzwojenie wtórne - zwarte, natomiast wirnik jest zahamowany. W tym przypadku  $s = 1$ ,  $R_0 = R_2 \cdot \frac{1-s}{s} = 0$ ,  $U_2 = 0$  i równania maszyny mają postać:

$$\begin{aligned} \underline{I}_M &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 ; \\ \underline{U}_2 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1 ; \\ \underline{E}'_2 &= \underline{I}'_2 \underline{Z}'_2 \end{aligned} \quad (4.47)$$

Równania te zilustrowane są wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 4.12.



Rys.4.12. Wykres wektorowy zwarcia maszyny asynchronicznej

Przy zwarcie maszyna pobiera z sieci moc elektryczną -  $P_z = m_1 U_2 I_1 \cos \psi_{1z}$  przetwarzaną w całości w ciepło. Nie rozwija ona przy tym mocy mechanicznej, ponieważ wirnik nie obraca się ( $\Omega = 0$ ,  $P_m = M\Omega = 0$ ). Moc  $P_z$  pokrywa straty w maszynie. Są to straty przede wszystkim w uzwojeniach, ponieważ strat mechanicznych nie ma, natomiast straty w stali są stosunkowo małe ze względu na niewielki strumień magnetyczny, który jest wynikiem przeciwdziałania sił magnetomotorycznych (rys.4.12). W takim razie:

$$P_z = \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} = m_1 I_1^2 R_1 + m_1 I_2'^2 R_2' \approx m_1 I_1^2 (R_1 + R_2') = m_1 I_1^2 R_z \quad (4.48)$$



W równaniu (4.48) założono, iż  $I_M \approx 0$ , skąd wynika, że:

$$I_1 \approx -I_2' \quad (4.49)$$

Po wstawieniu (4.49) do (4.47), o prądzie  $I_1$  można napisać:

$$I_1 = \frac{U_z}{Z_1 + Z_2'} = \frac{U_z}{Z_2} \quad (4.50)$$

W równaniu (4.50)

$$\begin{aligned} Z_2 &= R_2 + j X_2, \\ R_2 &= R_1 + R_2' \\ X_2 &= X_1 + X_2' \end{aligned} \quad (4.51)$$

są, tak jak w przypadku transformatora (2.42), parametrami zwarcia maszyny asynchronicznej.

Podobnie jak w przypadku transformatora, w teorii maszyny asynchronicznej może być wprowadzone pojęcie napięcia zwarcia  $U_{zn}$ , czyli napięcie zasilania, przy którym w uzwojeniach maszyny płyną prądy znamionowe (wirnik jest zahamowany). Napięcie zwarcia maszyn asynchronicznych wynosi  $(0,1 + 0,25) U_{1n}$ . Jeżeli w stanie zwarcia maszyna zostanie włączona do napięcia znamionowego w uzwojeniach będą płynąć prądy zwarcia rzędu  $(4 + 10) I_n$ . Zależność między ustalonym prądem zwarcia a napięciem zwarcia jest taka sama, jak w transformatorze, a mianowicie:

$$I_z = \frac{I_n}{u_z} \quad (4.52)$$

Współczynnik mocy stanu zwarcia maszyny asynchronicznej jest niewielki -  $\cos \varphi_{1z} = 0,2 + 0,5$ .

Zwarcie maszyny asynchronicznej, w przeciwieństwie do transformatora, jest stanem bardzo często spotykanym - każdy rozruch silnika jest zwarciem, ponieważ w pierwszym momencie  $n = 0$ .

St a n o b c i ą ż e n i a

Zjawiska zachodzące przy obciążeniu silnika asynchronicznego odwzorowywane są równaniami (4.39) i mogą być ilustrowane wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 4.9. Charakterystyczne dla stanu obciążenia jest to, że przesunięcie fazowe między SEM a prądem strony wtórnej jest zawsze dodatnie:

$$\psi_2 = \arctg \frac{s X_2}{R_2} > 0$$

Moc mechaniczna silnika jest również dodatnia:

$$P_m = m_1 I_2'^2 R_2' \cdot \frac{1-s}{s} > 0$$

Pobierana z sieci moc elektryczna  $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$  jest też dodatnia, ponieważ zawsze spełniony jest warunek  $0 < \varphi_1 < \frac{\pi}{2}$

Wykres wektorowy stanu obciążenia silnika asynchronicznego (4.9) odpowiada wykresowi transformatora obciążonego mocą czynną. Poślizg znamionowy silników asynchronicznych mieści się zazwyczaj w zakresie  $s_n = 0,02 + 0,06$ , przy czym wartości mniejsze są charakterystyczne dla maszyn dużej mocy. Mały poślizg przy pracy znamionowej powoduje, że rezystancja  $\frac{R_2'}{s}$  jest zawsze znacznie większa od reaktancji  $X_2'$ , wskutek czego przesunięcie fazowe między prądem a siłą elektromotoryczną uzwojenia wtórnego jest niewielkie.

#### 4.2.5.2. Praca prądnicowa

Maszyna asynchroniczna pracuje jako prądnica wtedy, kiedy jej wirnik jest napędzany silnikiem zewnętrznym w kierunku wirowania pola magnetycznego z prędkością  $n$ , większą od prędkości sym-

chronicznej  $n_1$ . W tym stanie pracy poślizg maszyny jest ujemny. Przyjmuje się teoretycznie, że poślizg pracy prądnicowej znajduje się w zakresie  $0 > s > -\infty$ , lecz w praktyce granice te są raczej wąskie -  $0 > s > -0,2$ . Moc elektryczna w stanie pracy prądnicowej

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$$

jest wielkością ujemną. Rezystancja  $R'_0 = R'_2 \cdot \frac{1-s}{s}$  jak i moc mechaniczna  $P_m$  (4.44) są również ujemne. Z tego wynika, że zamiast pobierać maszyna oddaje do sieci moc czynną, która jest wynikiem przetwarzania dostarczonej poprzez wał energii mechanicznej w elektryczną.

Moc bierna

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1$$

ma taki sam znak, jak w przypadku pracy silnikowej. Z tego wynika, że do wytwarzania pola magnetycznego generator potrzebuje biernego prądu magnesującego. Taki prąd może on pobierać z generatorów synchronicznych zasilających sieć. Maszyna asynchroniczna może więc pracować jako prądnicą tylko w przypadku, gdy sieć, w którą jest włączona, zasilana jest źródłem mogącym wytwarzać moc bierną indukcyjną. W związku z tym można stwierdzić, że generatory asynchroniczne pogarszają współczynnik mocy sieci.

Pobór energii biernej indukcyjnej jest równorzędny generowaniu energii pojemnościowej, dzięki czemu źródło energii indukcyjnej może być zamienione odbiornikiem energii pojemnościowej. Tym tłumaczy się możliwość współpracy prądnicy asynchronicznej z odpowiednio dobraną baterią kondensatorów, odgrywającą rolę źródła mocy magnesującej generatora.

Maszyna asynchroniczna współpracująca z baterią kondensatorów może wzbudzić się (wytworzyć sama niezbędne pole magnetyczne) tylko

pod warunkiem, że ma ona magnetyzm szczątkowy (remanencję). W takim przypadku, po rozpoczęciu wirowania rotora, w uzwojeniu stojana powstaje siła elektromotoryczna magnetyzmu szczątkowego  $E_{1sz}$ . Pod wpływem tej SEM przez kondensator płynie prąd  $I_C$ , który ma składową wzmacniającą  $\phi_{sz}$ . W ten sposób siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu stojana  $E_1$  zaczyna rosnąć, rośnie też prąd  $I_C$ , a tym samym strumień magnetyczny maszyny  $\phi$ . Przy odpowiednim doborze parametrów układu maszyna asynchroniczna - bateria kondensatorów, prądnicą wzbudza się do uzyskania napięcia znamionowego. Impulsem do rozpoczęcia procesu samowzbudzania, wtedy kiedy brakuje magnetyzmu szczątkowego, może być chwilowe włączenie uzwojenia do niezależnego źródła.

#### 4.2.5.3. Praca hamulcowa

Maszyna asynchroniczna pracuje jako hamulec przy wszystkich poślizgach większych od  $s = 1$ , teoretycznie  $1 < s < \infty$ . W praktyce jednak dopuszczalne wartości prędkości obrotowej wirnika w kierunku przeciwnym wirowaniu pola magnetycznego wynoszą  $n = 0 + (-n_1)$ , co oznacza, że praktyczny zakres poślizgów pracy hamulcowej mieści się w granicach  $s = 1 + 2$ .

Stan pracy hamulcowej, nazywany inaczej przeciwwłączeniem, jest w praktyce wykorzystywany do szybkiego i dokładnego zatrzymania maszyn. Stan ten uzyskuje się przełączeniem kolejności faz uzwojenia stojana włączonego w sieć zasilającą. Przy tym pole magnetyczne zmienia kierunek wirowania - ze zgodnego na przeciwny w stosunku do wirnika. Moment elektromagnetyczny obrotowy również zmienia swój kierunek, przeciwstawiając się momentowi bezwładności mas wirujących, tym samym doprowadzając do rychłego zahamowania układu. Po zatrzymaniu maszyna powinna być natychmiast wyłączona z sieci.

#### 4.2.6. Bilans mocy maszyny asynchronicznej

Maszyna asynchroniczna jest przetwornicą energii elektrycznej w mechaniczną lub odwrotnie w zależności od jej zastosowania - jako silnik czy jako prądnica. Przetwarzanie energii jednego rodzaju w drugi jest związane w sposób nieunikniony z pojawieniem się strat mocy w różnych częściach maszyny.

##### 4.2.6.1. Praca silnikowa

W punkcie 4.2.3. zaznaczono, że jedna część mocy czynnej  $P_1$ , pobieranej z sieci przez silnik, pokrywa straty mocy w uzwojeniu pierwotnym -  $\Delta P_{e1}$ , natomiast druga jej część jest tracona w stali maszyny -  $\Delta P_{Fe}$ . Pozostała większa część mocy  $P_1$  jest mocą elektromagnetyczną  $P$  przekazywana za pomocą pola magnetycznego wirnikowi. Zgodnie z równaniem (4.40) powyższy bilans wygląda następująco:

$$P_s = P_1 - \Delta P_{e1} - \Delta P_{Fe} \quad (4.53)$$

Moc elektromagnetyczna  $P$  zużywana jest na pokrycie strat elektrycznych w uzwojeniu wirnika -  $\Delta P_{e2}$ , jak również do wytwarzania mocy mechanicznej maszyny  $P_m$  (4.43):

$$P_m = P - \Delta P_{e2} \quad (4.54)$$

Ponieważ

$$P_{e2} = m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I_2'^2 R_2'$$

i zgodnie z (4.42)

$$P_s = m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}$$

po łącznym rozwiązaniu ostatnich równań uzyskuje się następujące, istotne dla teorii, zależności:

$$P_{e2} = s P_s \quad (4.55)$$

$$P_m = (1 - s) P_s \quad (4.56)$$

Z powyższych równań można wyciągnąć wniosek, że przy określonej mocy elektromagnetycznej straty elektryczne w uzwojeniu wirnika są proporcjonalne do poślizgu. Im mniejszy poślizg maszyny, tym mniejsze są straty w wirniku. Dlatego maszyny asynchroniczne obliczane są do pracy z jak najmniejszym poślizgiem znamionowym. Poprawia to sprawność maszyny. Jednocześnie z tym rośnie też moc mechaniczna  $P_m$  (4.56), będąca tą częścią mocy elektromagnetycznej, którą przetwarza się w mechaniczną.

Moc mechaniczna maszyny pokrywa straty mechaniczne  $\Delta P_m$ , jak również straty dodatkowe  $\Delta P_d$ . Zasadnicza jej część to moc przekazywana maszynie roboczej -  $P_2$ . Moc ta nazywana jest mocą użyteczną lub oddawaną. Tę część bilansu energetycznego maszyny można odzworować równaniem:

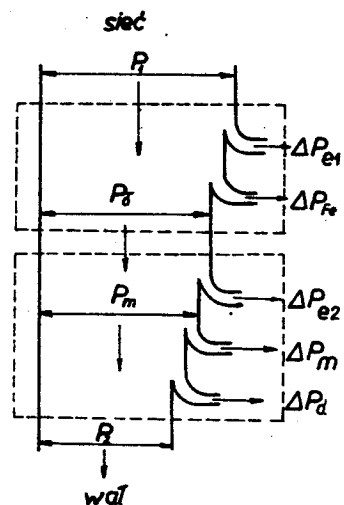
$$P_2 = P_m - \Delta P_m - \Delta P_d \quad (4.57)$$

Straty mechaniczne  $\Delta P_m$  powodowane są tarciami w łożyskach i w powietrzu oraz pracą wentylatora. Straty dodatkowe  $\Delta P_d$  pojawiają się tak przy biegu jałowym, jak i przy obciążeniu. Ich przyczyną są niektóre procesy elektromagnetyczne, trudne do wyznaczenia zarówno teoretycznie, jak i eksperymentalnie. Zgodnie z obowiązującymi normami, uwzględniane są one w bilansie strat w sposób przybliżony jako:

$$P = 0,005 P_{2n} \frac{I_1^2}{I_{1n}^2} \quad (4.58)$$

Straty dodatkowe, podobnie jak straty mechaniczne, wytwarzają momenty hamujące, dlatego pokrywane są częścią mocy mechanicznej maszyny.

Na podstawie przeprowadzonej analizy mocy i strat można sporządzić wykres mocy Sankey'a (rys.4.13). Jeśli do obwodu wtórnego zostanie przyłączony dodatkowy rezystor (przy maszynie pierścieniowej), moc w nim traconą należy odnieść do straty mocy elektrycznej w wirniku. Tym samym, odpowiedni odpływ mocy na wykresie musi być przedstawiony większym przekrojem.



Rys.4.13. Wykres mocy silnika asynchronicznego

Wszystkie straty powstające w maszynie mogą być przedstawione sumą

$$\Sigma \Delta P = \Delta P_{e1} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{e2} + \Delta P_m + \Delta P_d \quad (4.59)$$

co upraszcza równanie bilansu energetycznego (mocy) maszyny do postaci

$$P_2 = P_1 - \Sigma \Delta P \quad (4.60)$$

W takim razie, jako końcowy efekt tego bilansu, sprawność silnika asynchronicznego wyraża się wzorem:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma \Delta P}{P_1} \quad (4.61)$$

#### 4.2.6.2. Praca prądnicowa

Mocą pierwotną  $P_1$  generatora asynchronicznego jest moc mechaniczna dostarczana do jego wału. Moc mechaniczną  $P_m$  przetwarzaną w elektryczną uzyskuje się odejmując od mocy pierwotnej straty mechaniczne  $\Delta P_m$  i dodatkowe  $\Delta P_d$ . Część tej mocy pokrywa straty elektryczne  $\Delta P_{e2}$  uzwojenia wirnika, natomiast pozostała, zasadnicza część mocy mechanicznej jest mocą elektromagnetyczną  $P_\delta$  przekazywaną przez pole magnetyczne uzwojeniu stojana.

Część mocy elektromagnetycznej traci się w postaci ciepła - są to straty elektryczne  $\Delta P_{e1}$  uzwojenia pierwotnego i straty w żelazie  $\Delta P_{Fe}$ . Pozostała, naturalnie większą część mocy elektromagnetycznej, maszyna oddaje do sieci w postaci mocy elektrycznej użytecznej  $P_2$ .

#### 4.2.6.3. Praca hamulcowa

Przy pracy hamulcowej maszyna asynchroniczna otrzymuje moc czynną elektryczną z sieci, a moc mechaniczną od strony wału. Obie moce tracone są w maszynie w postaci ciepła. Straty w uzwojeniach są bardzo duże, ponieważ prądy w nich płynące osiągają duże wartości. Maszyna nie oddaje żadnej mocy użytecznej. Z punktu widzenia grzania się maszyny stan hamulcowy jest bardzo ciężki.

Poślizg maszyny przy pracy hamulcowej jest większy od jedności. W tym przypadku moc elektromagnetyczna  $P_\delta = m_1 I_2'^2 \frac{R_2}{s}$  jest mniejsza od strat mocy w uzwojeniu wirnika  $\Delta P_{e2} = m_1 I_2'^2 R_2'$ .

W związku z tym przekazywana uzwojeniu wtórnemu moc elektromagnetyczna pokrywa tylko część tych strat. Pozostała część energii potrzebna do pokrycia strat  $\Delta P_{e2}$ , dostarczana jest przez wał w postaci mocy mechanicznej  $P_m$ .

Sprawność maszyny przy pracy hamulcowej jest równa zero, ponieważ cała przekazywana maszynie moc pokrywa powstające w niej straty.

### 4.3. Moment obrotowy maszyny asynchronicznej

#### 4.3.1. Moment elektromagnetyczny

Moment obrotowy, rozwijany przez maszynę asynchroniczną jest ilorazem mocy mechanicznej  $P_m$  i prędkości kątowej  $\Omega$  wirnika maszyny, przedstawionym wzorem znanym z mechaniki:

$$M = \frac{P_m}{\Omega} \quad (4.62)$$

gdzie

$$P_m = (1 - s) P_g$$

$$\Omega = 2\pi n$$

Wyznaczając z (4.1) prędkość obrotową

$$n = n_1 (1 - s)$$

o prędkości kątowej wirnika można napisać:

$$\Omega = 2\pi f_1 (1 - s) = \Omega_1 (1 - s) \quad (4.63)$$

przy czym

$$\Omega_1 = 2\pi n_1 = 2\pi \frac{f_1}{p} \quad (4.64)$$

jest prędkością kątową pola wirującego maszyny.

Po łącznym rozwiązaniu powyższych równań dla momentu obrotowego maszyny asynchronicznej można wyprowadzić zależność:

$$M = \frac{P_g}{\Omega_1} = \frac{p P_g}{2\pi f_1} \quad (4.65)$$

Powyższe równanie pozwala stwierdzić, że moment obrotowy maszyny jest momentem obrotowym jej pola wirującego, innymi słowy jest to moment elektromagnetyczny.

Na podstawie znanych już zależności równanie momentu elektromagnetycznego może być nieco przekształcone. Zgodnie z (4.41) i (4.7) moc elektromagnetyczna maszyny asynchronicznej wynosi:

$$P_g = m_1 E_2' I_2' \cos \psi_2 = m_1 \sqrt{2} f_1 z_1 k_{u1} \phi_m I_2' \cos \psi_2$$

Po podstawieniu  $P_g$  w równanie (4.65), dla momentu elektromagnetycznego otrzymuje się:

$$M = \frac{\sqrt{2}}{2} p m_1 z_1 k_{u1} I_2' \phi_m \cos \psi_2 = c I_2' \phi_m \cos \psi_2 \quad (4.66)$$

Z powyższego równania wynika, że moment elektromagnetyczny maszyny asynchronicznej jest proporcjonalny do strumienia głównego silnika i do składowej czynnej prądu  $I_2$ . Wniosek ten jest w zupełności zgodny z zasadami fizycznymi powstawania sił elektromagnetycznych i jest ważny dla wszystkich maszyn elektrycznych.

Potwierdzeniem powyższego wniosku jest fakt, że równanie (4.66) po przeróbce, uzyskuje znaną z elektrotechniki teoretycznej postać:

$$M = c I_2' \phi_m \cos \psi_2 = c_1 \phi_2 \phi_m \sin \left( \psi_2 + \frac{\pi}{2} \right) = c_1 \phi_2 \phi_m \sin \angle (\phi_2, \phi) \quad (4.66a)$$

gdzie  $\phi_2$  jest strumieniem magnetycznym wymuszonym prądem  $I_2$ , skierowanym przeciw  $\phi$ .

#### 4.3.2. Zależność momentu elektromagnetycznego od poślizgu

Zależność  $M = f(s)$  przy  $U_1 = \text{const}$ ,  $f_1 = \text{const}$  i przy stałych parametrach maszyny uzyskuje się po przeróbce równania (4.65) za pomocą schematu zastępczego (rys. 4.10<sub>1a</sub>). Ponieważ moc elektromagnetyczna maszyny wyrażana jest wzorem (4.42)

$$P = m_1 I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{s}$$

wystarczy ze schematu zastępczego wyznaczyć prąd  $I_2'$  i po postawieniu go w wymienionych równaniach uzyskać poszukiwaną zależność.

Prąd  $I_2'$  wynosi

$$I_2' = \frac{U_1 - I_1 Z_1}{Z_2' + \delta_1 Z_1} = \frac{U_1}{Z_2' + \delta_1 Z_1} \quad (4.67)$$

gdzie

$$Z_2'(s) = \frac{R_2'}{s} + j X_2'$$

jest impedancją obwodu wtórnego maszyny asynchronicznej, sprowadzonego do stanu nieruchomego.

Współczynnik zespolony  $\delta_1$  z równania (4.67) jest wynikiem prostych operacji matematycznych i wynosi

$$\delta_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_M} \approx 1 + \frac{X_1}{X_M} - j \frac{R_1}{X_1 + X_M} \approx \delta e^{-j\gamma} \quad (4.68)$$

gdzie

$$\delta_1 \approx 1 + \frac{X_1}{X_M} ; \quad \gamma = \arctg \frac{R_1}{X_1 + X_M} \quad (4.69)$$

Uproszczenia we wzorach (4.68) i (4.69) dokonano, biorąc pod uwagę, że między elementami schematu równoległego impedancji  $Z_M$  istnieje zawsze nierówność  $R_M \gg X_M$ . Bardzo często przyjmuje się, szczególnie przy maszynach średniej i dużej mocy ( $P_n > 10 \text{ kW}$ ),

że  $\delta \approx 0$ , ponieważ  $R_1 \ll X_1 + X_M$  (zob. p. 4.2.4). W takich przypadkach  $\delta_1 \approx \delta$ . Wartość  $\delta$ , zwykle wynosi  $\delta \approx 1,02 + 1,07$ .

Sens fizyczny współczynnika  $\delta_1$ , który jest wynikiem prostych operacji, wynika z (4.69). Ponieważ

$$\delta \approx 1 + \frac{X_1}{X_M} = 1 + \frac{L_{\delta 1}}{L_M} = 1 + \frac{\phi_{\delta 1}}{\phi}$$

nasuwa się automatycznie wniosek, że  $\delta_1$  ma charakter współczynnika rozproszenia strumienia stojana.

Po podstawieniu wartości skutecznej prądu  $I_2'$  z równania (4.67), która wynosi

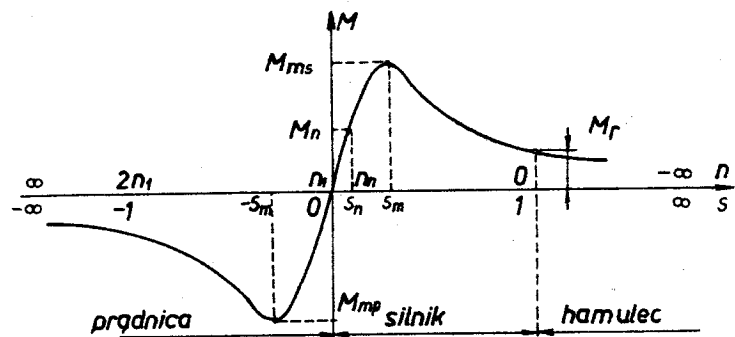
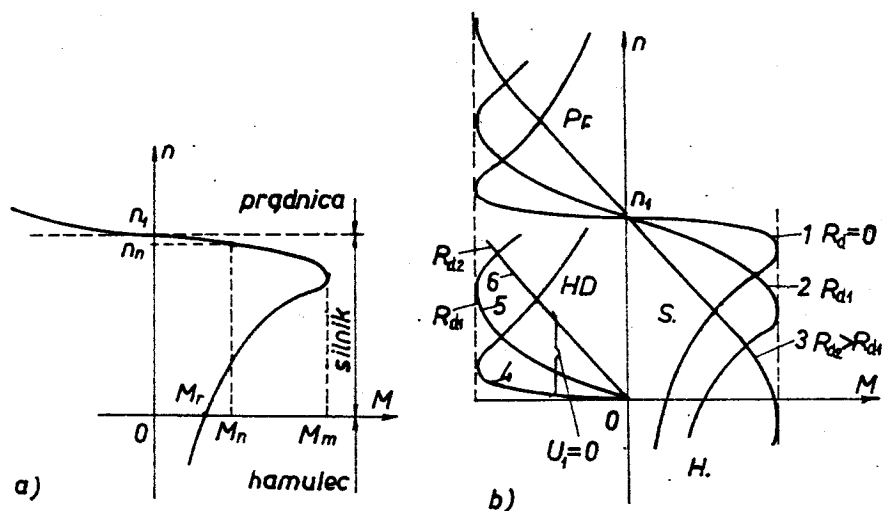
$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + \delta_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2}}$$

do wzoru mocy elektromagnetycznej  $P_g$  i po pewnym przekształceniu równania (4.65), uzyskuje się równanie momentu elektromagnetycznego maszyny asynchronicznej:

$$M = \frac{pm_1 U_1^2}{2\pi f_1 [R_1 + \delta_1 \frac{R_2'}{s}]^2 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (4.70)$$

Równanie (4.70) jest stosunkowo proste. Przy  $U_1 = \text{const}$  zmienną wielkością w nim jest tylko poślizg  $s$ . Równanie momentu (4.70) może być używane z powodzeniem zarówno przy maszynach o stałych parametrach, jak i przy maszynach o parametrach uzależnionych od poślizgu. W tym ostatnim przypadku konieczne jest stosowanie dla każdego poślizgu odpowiednich parametrów.

Zależność  $M = f(s)$  przedstawioną równaniem (4.70) pokazano na rysunku 4.14. Bardzo często, szczególnie w teorii napędu elektrycznego, używana jest zależność  $M = f(n)$  lub  $n = f(M)$  zwana, charakterystyką mechaniczną (rys. 4.14) i (rys. 4.15). Jest to w zasadzie ta sama zależność  $M = f(s)$ ,

Rys. 4.14. Charakterystyka  $M = f(s)$  maszyny asynchronicznej

Rys. 4.15. Charakterystyki mechaniczne silnika asynchronicznego: a - charakterystyka naturalna, b - rodzina sztucznych charakterystyk (bez 1)

w której poślizg wyrażony jest prędkością obrotową  $n = n_1 (1 - s)$ . Charakterystyka mechaniczna nazywana jest *naturalną*, jeżeli została wyznaczona przy  $U_1 = U_{1n}$  i  $f_1 = f_{1n}$  bez włączonych dodatkowych elementów w obwodach stojana i wirnika

(rys. 4.15b, linia 1). Charakterystyki wyznaczone przy innych wartościach wspomnianych wielkości są *charakterystykami sztucznymi*.

Na rysunku 4.15b przedstawiono rodzinę charakterystyk mechanicznych dla różnych wartości rezystancji obwodu wirnika (krzywe 2 i 3) i rodzinę sztucznych charakterystyk przy  $U_1 = 0$  (tzw. hamowanie dynamiczne - przy zasilaniu prądem stałym). Wymienione sztuczne charakterystyki jak również zakres krzywych 1, 2 i 3 przy  $n > n_1$  (praca prądnicowa) i  $n < 0$  (praca hamulcowa) mają zasadnicze znaczenie przy hamowaniu silników asynchronicznych. W terminologii związanej z teorią maszyn asynchronicznych, bardzo często pojęciem charakterystyka mechaniczna jednoczy się wszystkie trzy zależności -  $M = f(s)$ ,  $M = f(n)$  i  $n = f(M)$  - z powodu prostego i bezpośredniego powiązania między poślizgiem a prędkością obrotową wirnika.

Krzywa  $M = f(s)$  ma dwa wyraźne ekstrema: minimum - przy pracy prądnicowej ( $s < 0$ ) i maksimum - przy pracy silnikowej ( $0 < s < 1$ ). Wartości poślizgów  $s_m$ , przy których maszyna asynchroniczna rozwija maksymalny moment elektromagnetyczny  $M_m$ , znajduje się z równania różniczkowego

$$\frac{dM}{ds} = 0 \quad (4.71)$$

Pierwiastki tego równania wyrażone są następującym wzorem

$$s_m = \pm \frac{\sigma_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + \sigma_1 X_2')^2}} \quad (4.72)$$

natomiast ekstremalne wartości momentu wynoszą

$$M_m = \pm \frac{p m_1 U_1^2}{4 \pi f_1 \sigma_1 [ \pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + \sigma_1 X_2')^2} ]} \quad (4.73)$$

Znak "+" w (4.72) i (4.73) odnosi się do pracy silnikowej i hamulcowej, natomiast znak "-" - do pracy prądnicowej maszyny asynchronicznej.

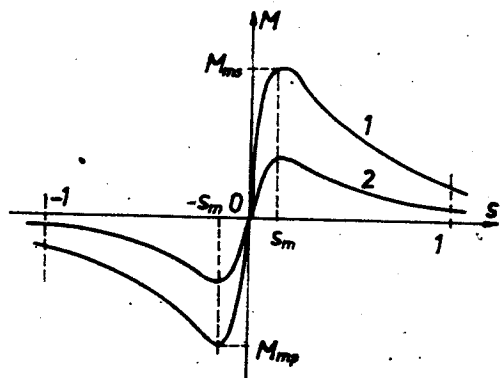
Poślizg  $s_m$ , przy którym krzywa momentu przechodzi przez wartości ekstremalne, przyjęto nazywać **p o ś l i z g i e m · k r y - t y c z n y m**. Jego wartości zazwyczaj znajdują się w zakresie (0,06 ÷ 0,2). Bardzo często w konsekwencji faktu, że  $R_1 \ll X_1 + X_2'$ , poślizg krytyczny wyznacza się bez znacznego naruszenia dokładności, z przybliżonego wzoru

$$s_m = \pm \frac{R_2'}{X_1 + X_2} = \pm \frac{R_2'}{X_2} \quad (4.74)$$

w którym przyjęto  $\sigma_1 \approx 1$  i  $X_2 = X_1 + X_2'$ .

Z równań (4.73) i (4.74) można wyciągnąć następujące wnioski:

a) przy określonej częstotliwości i parametrach maszyny moment maksymalny, jak również moment elektromagnetyczny w ogóle jest proporcjonalny do kwadratu napięcia zasilającego (rys.4.16)†



Rys.4.16. Zależność momentu elektromagnetycznego maszyny asynchronicznej od napięcia

b) moment maksymalny przy pracy prądnicowej jest większy od momentu maksymalnego przy pracy silnikowej. Zwiększenie rezystancji uzwojenia stojana powoduje zwiększenie momentu maksymalnego pracy prądnicowej  $M_{mp}$  i zmniejszenie momentu  $M_{ms}$  w stanie silnikowym,

c) przy danej częstotliwości moment maksymalny jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalny do reaktancji rozproszenia uzwojeń,

d) moment maksymalny jest prawie odwrotnie proporcjonalny do kwadratu częstotliwości napięcia zasilającego. Przy zachowaniu proporcji  $\frac{U_1}{f_1} = \text{const}$  - warunek, często stawiany przy regulacji prędkości obrotowej - moment maksymalny wykazuje tendencję lekkiego zmniejszania się ze zmniejszeniem częstotliwości,

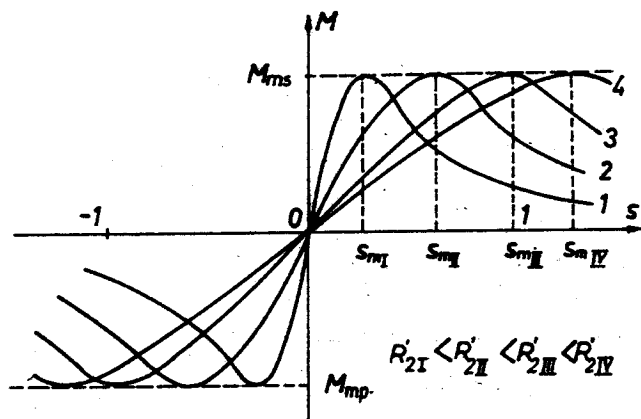
e) wartość momentu maksymalnego jest niezależna od rezystancji obwodu wtórnego. Poślizg krytyczny  $s_m$ , przy którym występuje ten moment, jest proporcjonalny do rezystancji  $R_2$  (4.72). Na rysunku 4.17 przedstawiono krzywe momentu elektromagnetycznego dla czterech różnych wartości rezystancji obwodu wirnika -  $R_{2I}' < R_{2II}' < R_{2III}' < R_{2IV}'$  - przy czym poszczególne poślizgi  $s_m$  są w relacji:  $s_{mI} < s_{mII} < s_{mIII} < s_{mIV}$ . W tych przypadkach pod rezystancją obwodu wtórnego  $R_2'$  należy rozumieć sumę rezystancji samego uzwojenia i rezystancji opornika zewnętrznego, podłączonego poprzez pierścienie w obwód wirnika.

Moment maksymalny ma decydujący wpływ przy pracy silnikowej maszyny asynchronicznej. Stosunek

$$k_m = \frac{M_m}{M_n} \quad (4.75)$$

nazywany jest **przeciążalnością momentem silnika asynchronicznego**. W tym wzorze  $M_n$  jest momentem znamionowym silnika. Przeciążalność silników normalnej budowy zawiera się najczęściej w granicach 1,7 ÷ 2,5.





Rys.4.17. Zależność momentu elektromagnetycznego od rezystancji obwodu wirnika

Przy  $s = 0$  moment elektromagnetyczny maszyny asynchronicznej jest równy zero, ponieważ  $I_2 = 0$ . Przy  $s = \pm \infty$  moment dąży też do zera, dlatego iż  $\Psi_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \cos \Psi_2 = 0$ , a w związku z tym składowa czynna prądu -  $I_2 \cos \Psi_2$  - biorąca udział w wytwarzaniu momentu jest też równa zero.

Moment obrotowy  $M_r$  silnika przy nieruchomym wirniku nazywany jest początkowym momentem rozruchowym lub prościej - momentem rozruchowym. Wzór do obliczania tego momentu otrzymuje się po podstawieniu w równaniu (4.70) wartości poślizgu  $s = 1$ :

$$M_r = \frac{p m_1 U_1^2 R_2'}{2 \pi f_1 [(R_1 + \delta_1 R_2')^2 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2]} \quad (4.76)$$

Powyższy wzór, jak i rysunek 4.17 wskazują, że ze wzrostem rezystancji obwodu wirnika  $R_2'$  moment rozruchowy  $M_r$  rośnie dopóty,

dopóki przy  $s = 1$  wyrówna się wartością z momentem maksymalnym -  $M_r = M_m$ . Wartość rezystancji  $R_2'$ , przy której spełnia się ten warunek, zgodnie z (4.72), wynosi:

$$R_2' = \frac{1}{\delta_1} \sqrt{R_1 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2} \quad (4.77)$$

Przy dalszym wzrastaniu rezystancji obwodu wirnika moment rozruchowy zaczyna maleć. Stosunek

$$k_r = \frac{M_r}{M_m} \quad (4.78)$$

nazywa się krotnością momentu rozruchowego silnika. Dla silników klatkowych, przeznaczonych do rozruchu przy znamionowym napięciu zasilania, krotność momentu rozruchowego nie powinna być mniejsza od  $k_r = 0,7 + 1,8$ .

Moment elektromagnetyczny maszyny przy różnych wartościach poślizgu może być obliczany za pomocą uproszczonego wzoru, nazywanego wzorem Klossa. Wzór ten jest rozwiązaniem zależności

$$\frac{M}{M_m} = f(s)$$

przy założeniu niezmienności parametrów maszyny.

Wykorzystując równanie (4.70), przy podstawieniu  $s = s_m$ , powyższy stosunek doprowadza się do postaci

$$\frac{M}{M_m} = \frac{s_m}{s} \cdot \frac{(R_1 + \delta_1 \frac{R_2'}{s_m})^2 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2}{(R_1 + \delta_1 \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + \delta_1 X_2')^2} \quad (4.79)$$

Po podstawieniu w (4.79)

$$(X_1 + \delta_1 X_2')^2 = (\frac{\delta_1 R_2'}{s_m})^2 - R_1^2$$

z równania (4.72), po przekształceniu otrzymuje się wzór Klossa

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2 + \beta s_m}{\frac{s}{s_m} + \beta s_m + \frac{s_m}{s}} \quad (4.80)$$

w którym  $\beta = \frac{2R_1}{\sigma R_2} \approx 2$ , ponieważ  $R_1 \approx \sigma R_2$

Wzór Klossa (4.80) daje możliwość obliczania zależności  $M = f(s)$  silników asynchronicznych na podstawie danych znajdujących się zwykle w katalogach producentów - moment znamionowy  $M_n$ , znamionowy poślizg  $s_n$  i przeciążalność  $k_m$ .

Przy bardzo małych wartościach poślizgu człony w (4.80) mogą być pominięte i wzór Klossa przekształca się do postaci:

$$\frac{M}{M_m} = 2 \frac{s}{s_m} \quad (4.81)$$

Jest on równaniem linii prostej, która w zakresie małych poślizgów ( $s \approx 0$ ) jest dość dobrym odwzorowaniem rzeczywistej charakterystyki. Powyższa aproksymacja charakterystyki  $M = f(s)$  jest stosowana bardzo często dla zakresu poślizgów  $(-s_m) < s < s_m$ . Taj charakterystyce odpowiada schemat obwodu wtórnego z pominiętą reaktancją  $X_2'$  jako bardzo małą w porównaniu z rezystancją  $\frac{R_2}{s}$ .

Przy pominięciu członu  $\beta s_m$  uzyskuje się najszerszej stosowaną postać wzoru Klossa:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (4.82)$$

Zastosowany do silników z poślizgiem krytycznym  $s_m = 0,15 \div 0,3$ , powyższy wzór prowadzi do błędów w obliczeniach rzędu 15 ÷ 20%. W związku z tym wzór Klossa (4.82) może być stosowany z powodzeniem jedynie w przypadkach nie wymagających dużej dokładności.

#### 4.3.3. Zakres pracy stabilnej silnika synchronicznego

Przebieg charakterystyki mechanicznej silnika asynchronicznego jest stosunkowo skomplikowany. Analizując ją w aspekcie pojęcia stabilność pracy, omówionego w p.1.5, można stwierdzić, że istnieją warunki, w których odcinek początkowy charakterystyki mechanicznej  $1 > s > s_m$  nie spełnia kryterium stabilności pracy (1.14) układu napędowego.

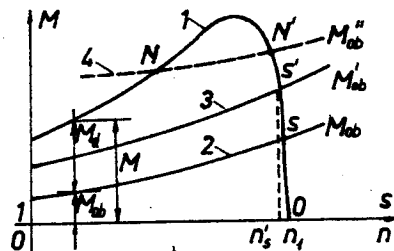
Charakterystyka mechaniczna  $M = f(n)$  maszyny asynchronicznej pracującej jako silnik przedstawiono na rysunku 4.18 krzywą 1. Przy bardziej dokładnych analizach należy brać pod uwagę fakt, że w rzeczywistości charakterystyką mechaniczną silnika asynchronicznego powinna być zależność między użytecznym momentem obrotowym na wale  $M_2$  a prędkością obrotową  $n$ . Użyteczny moment mechaniczny  $M_2$  na wale silnika można wyznaczyć na podstawie wykresu mocy Sankey'a (rys.4.13):

$$M_2 = \frac{P_2}{\Omega} = \frac{P_m - \Delta P_m - \Delta P_d}{\Omega} = M - M_0 \quad (4.83)$$

Biorący udział w tym równaniu moment  $M_0$  -

$$M_0 = \frac{\Delta P_m + \Delta P_d}{\Omega} \quad (4.84)$$

jest tzw. momentem biegu jałowego. Wartość tego momentu jest bardzo mała. W szeregu przypadkach moment biegu jałowego jest pomijany, natomiast w innych - dodawany do statycznego momentu obciążenia. W związku z tym w teorii maszyn elektrycznych i napędu elektrycznego przyjmuje się, że charakterystyką mechaniczną dowolnego typu silnika jest zależność momentu elektromagnetycznego  $M$  od prędkości obrotowej lub odwrotnie.



Rys.4.18. Praca stabilna silnika asynchronicznego

Krzywa 2 na rysunku 4.18 przedstawia charakterystykę maszyny roboczej  $M_{ob} = f(n)$  ( $M_{ob}$  - moment obciążenia mechanicznego). Po włączeniu silnika do sieci powstaje moment dynamiczny  $M_d = M - M'_{ob} > 0$  i układ zostaje uruchomiony. Przyspieszenie układu trwa do osiągnięcia punktu S pracy ustalonej, ponieważ w całym zakresie prędkości  $0 < n < n_1$  działa dodatni moment dynamiczny. Punkt S jest punktem pracy stabilnej ponieważ  $M_d = 0$  i jest spełnione kryterium pracy stabilnej (1.14). Przy analizie pracy układów napędowych z maszynami asynchronicznymi często operuje się charakterystyką  $M = f(s)$ . W związku z tym można wprowadzić pewną modyfikację kryterium stabilności pracy. Biorąc pod uwagę, że  $n = n_1(1 - s)$  i że  $\frac{dM}{dn} = -\frac{dM}{ds}$ , dla kryterium stabilności pracy silnika asynchronicznego można napisać następującą nierówność:

$$\frac{dM}{ds} > \frac{dM_{ob}}{ds} \quad (4.85)$$

Przy zwiększeniu momentu obciążenia, np. do  $M'_{ob}$  (krzywa 3 na rys. 4.18), powstaje moment dynamiczny  $M_d = M - M'_{ob} < 0$ , który hamuje wirnik silnika do ustalenia nowego punktu pracy stabilnej S' przy prędkości obrotowej  $n_s$ .

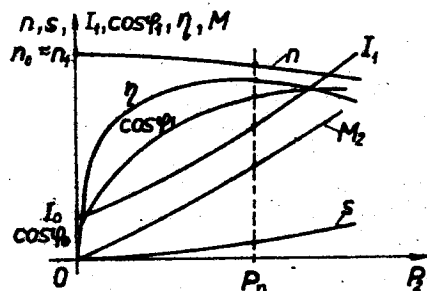
W ogólnym przypadku charakterystyki mechaniczne silnika i maszyny roboczej mogą mieć więcej niż jeden wspólnych punktów. W punktach S i S' praca układu napędowego jest stabilna, ponieważ  $\frac{dM}{dn} < \frac{dM'_{ob}}{dn}$ , natomiast w punkcie N - niestabilna, dlatego że  $\frac{dM}{dn} > \frac{dM'_{ob}}{dn}$ . Praca w punkcie N jest niedopuszczalna jeszcze i ze względu na fakt, że poślizg silnika w tym punkcie jest bardzo duży. Przy dużych poślizgach wartości prądów i strat w uzwojeniach przewyższają kilkakrotnie wartości znamionowe, sprawność obniża się, silnik przegrzewa się niedopuszczalnie i może ulec spaleniu. Z powyższych rozważań można wyciągnąć wniosek, że w praktyce silnik asynchroniczny może pracować stabilnie w zakresie poślizgów  $0 < s < s_m$  przy momentach obciążenia  $0 < M_{ob} < M_m$ . Praca z poślizgiem  $s > s_m$  dopuszczalna jest tylko w warunkach specjalnych.

Moment obciążenia  $M_{ob}$  powinien być zawsze mniejszy od maksymalnego momentu elektromagnetycznego silnika  $M_m$ . W przeciwnym przypadku istnieje możliwość, przy nieprzewidzianym przeciążeniu, przesunięcia się punktu pracy w obszar pracy niestabilnej. Z tego powodu moment maksymalny nazywany jest często momentem krytycznym. Podobne zjawisko może mieć miejsce przy obniżeniu napięcia zasilania, ponieważ moment maksymalny maszyny w takim przypadku znacznie się zmniejsza ( $M_m \sim U_1^2$ ). Stabilną pracę silnika zagwarantować można wtedy, kiedy jego moment znamionowy dobrany jest tak, aby przeciążalność wynosiła  $k_m = \frac{M_m}{M_n} > 1,7$ .

#### 4.3.4. Charakterystyki robocze silnika asynchronicznego

Charakterystykami roboczymi silnika asynchronicznego są zależności mocy pobieranej z sieci  $P_1$ , prądu pierwotnego  $I_1$ , współczynnika mocy  $\cos \varphi_1$ , momentu na wale  $M_2$ , poślizgu  $s$ , prędkości obrotowej  $n$  i sprawności  $\eta$  od mocy oddawanej (użytecznej)  $P_2$

przy zasilaniu maszyny napięciem o stałej wartości i stałej częstotliwości. Ilustracją charakterystyk roboczych jest rysunek 4.19, na którym przedstawiono wspomniane zależności silnika średniej mocy.



Rys.4.19. Charakterystyki robocze silnika asynchronicznego

Charakterystyki robocze dają możliwość wyznaczenia wszystkich podstawowych wielkości charakteryzujących pracę silnika przy różnych obciążeniach. Charakterystyki te obejmują zakres obciążeń, przy których maszyna pracuje bez niedopuszczalnego grzenia się - normalnie  $P_2 = 0 \div 1,25 P_n$ . W tym zakresie pracy poślizg silnika jest bardzo mały.

Charakterystyki robocze można wyznaczyć obliczeniowo, wykorzystując schemat zastępczy, parametry maszyny (z obliczeń lub z pomiarów) oraz znane z poprzednich rozdziałów równania i wzory, zadając różne wartości poślizgu w określonym już zakresie. Charakterystyki te mogą być wyznaczone eksperymentalnie przy bezpośrednim obciążeniu silnika.

Z pokazanych przebiegów widać, że silnik asynchroniczny ma największą sprawność i najwyższy współczynnik mocy  $\cos \varphi$ , przy obciążeniach bliskich znamionowego. Stąd można wywnioskować, że w układach napędowych z silnikami asynchronicznymi nie powinno się

przewidywać zapasu mocy silnika. Prędkość obrotowa i poślizg we wspomnianym już zakresie obciążeń zmieniają się bardzo niewiele i można przyjąć, że silnik pracuje z prawie stałą prędkością.

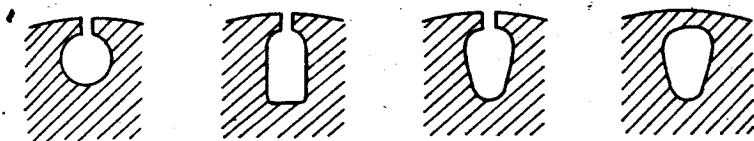
Poślizg nie może osiągnąć wartości równej zero ani prędkość obrotowa - wartości  $n = n_1$ , ponieważ zawsze  $s \neq 0$  i  $n \neq n_1$ . Zależność  $M_2 = f(P_2) = \frac{P_2}{2\pi n} = \frac{P_2}{2\pi n_1(1-s)} \approx \frac{P_2}{2\pi n_1}$  jest w przybliżeniu linią prostą, ponieważ poślizg jest niewielki. Zależność  $M = f(P_2)$  nie przedstawiona na rysunku - jest też linią prawie prostą, dlatego, że  $M = M_2 + M_0$  (4.83) i  $M_0 \approx \text{const}$ .

#### 4.4. Silniki głębokożłobkowe i dwuklatkowe

##### 4.4.1. Wiadomości ogólne

Przeprowadzone dotychczas analizy procesu roboczego i właściwości maszyny asynchronicznej dotyczą dwóch podstawowych typów - silnika klatkowego i silnika pierścieniowego o stałych parametrach (praktycznie nie zależnych od poślizgu) uzwojeń.

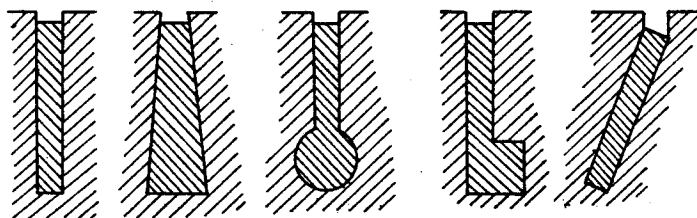
Uzwojenia wirnika silników klatkowych o parametrach  $R_2$  i  $X_2$  w przybliżeniu stałych układu się w żłobkach o kształcie pokazanym na rysunku 4.20. Charakterystyczne dla tych żłobków jest to, że ich szerokość i wysokość (głębokość) są prawie jednakowe. Silniki o takich żłobkach w wirniku mają stosunkowo mały moment rozruchowy ( $k_r = 0,3 \div 0,5$ ) natomiast ich prąd rozruchowy jest duży ( $k_1 = 6 \div 7$ ). Przebieg ich charakterystyk mechanicznych jest zbliżony do charakterystyki silników pierścieniowych. Silniki klatkowe nie mają jednak możliwości włączenia dodatkowego rezystora w obwódzie wirnika, ograniczającego prąd rozruchowy i jednocześnie podnoszącego moment rozruchowy, z tego powodu ich rozruch przeprowadza się praktycznie bez obciążenia. Wady tej uniknięto poprzez stworzenie wirników głębokożłobkowych oraz wirników dwuklatkowych.



Rys.4.20. Kształty żłobków wirnika silników klatkowych normalnej konstrukcji

#### 4.4.2. Głębokożłobkowe silniki asynchroniczne

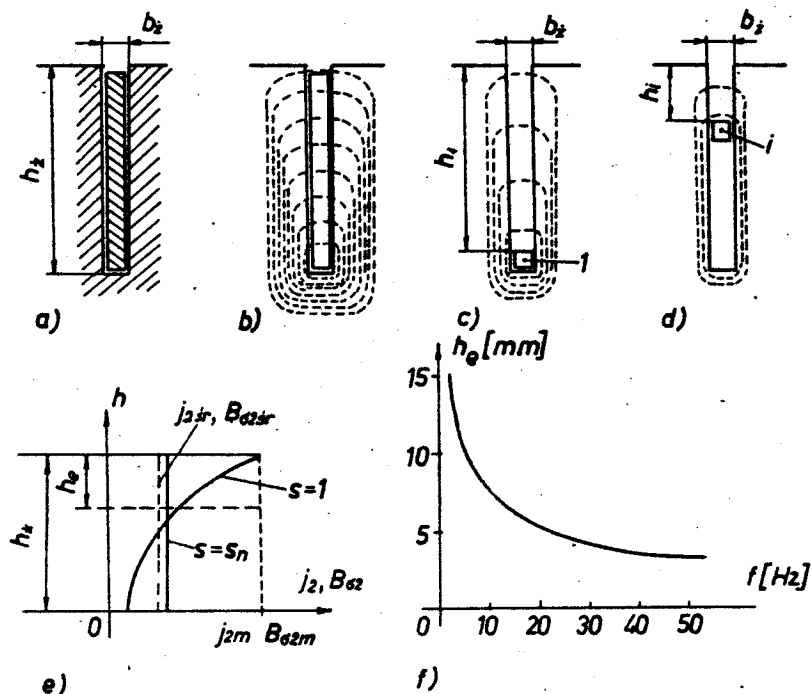
Głębokożłobkowymi nazywane są te silniki klatkowe, które w swoim wirniku mają wąskie i głębokie żłobki. Stosunek głębokości (wysokości) do szerokości takich żłobków wynosi około 10, aczkolwiek istnieją przypadki, przy których ten stosunek jest  $16 + 20$ . Głębokie żłobki i tym samym przewody znajdujące się w nich (zwykle bez izolacji) mogą mieć różne kształty (rys.4.21).



Rys.4.21. Kształty żłobków głębokich

W każdym przewodzie elektrycznym, w którym płynie prąd przemienny, występuje tzw. efekt naskórkowości (wypierania prądu). Z elektrotechniki teoretycznej wiadomo, że efekt ten przejawia się silniej przy dużych częstotliwościach, natomiast przy małych jest zwykle pomijany. Efekt wypierania prądu uzależniony jest od kształtu przekroju przewodu, w którym występuje

i jest z dużym powodzeniem wykorzystywany w silnikach o wirnikach głębokożłobkowych.



Rys.4.22. Wypieranie prądu w głębokim żłobku wirnika

Podstawowym czynnikiem, powodującym efekt naskórkowości w przewodach jest pole magnetyczne rozproszenia w żłobkach wirnika. Dla przykładu na rysunku 4.22,b przedstawiono obraz pola rozproszenia przewodu umieszczonego w głębokim prostokątnym żłobku wytłoczonym w materiale ferromagnetycznym. Przewód ten może być traktowany jako złożony z wielu elementarnych przewodów ułożonych jeden nad drugim w żłobku, natomiast pole magnetyczne rozproszenia - jako suma pól rozproszenia tych elementarnych przewodów (rys.4.22,c,d). Permeancja dla strumienia rozproszenia dowolnego, i-tego przewodu

elementarnego, przy założeniu  $\mu_{Fe} = \infty$  wynosi

$$\Lambda_i = \frac{\mu_0 I h_i}{b_2} = c_1 h_i \quad (4.86)$$

w związku z czym jego reaktancja będzie

$$X_{2s1} = \omega_{2s} L_{\sigma 21} = 2\pi f_1 s \Lambda_i = c_2 s h_i \quad (4.87)$$

gdzie  $L_{\sigma 21} = Z_{21}^2 \Lambda_i = \Lambda_i$ , natomiast  $h_i$  jest odległość między omawianym przewodem a otworem żłobka.

Z równania (4.87) wynika, że reaktancja elementarnych przewodów zależy od ich miejsca w żłobku. Największą reaktancję ma przewód znajdujący się na dnie żłobka, natomiast najmniejszą ten, który jest najbliżej jego otworu. Prądy w poszczególnych przewodach

$$I_{2i} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_{21}}{s}\right)^2 + (c_2 h_i)^2}} \quad (4.88)$$

rozkładają się nierównomiernie.

Gęstość prądu  $J_2$  jest najmniejszą w najniższej warstwie przewodu i rośnie w miarę zbliżania się do otworu żłobka (rys. 4.22, e). Indukcja magnetyczna pola rozproszenia żłobkowego  $B_{\sigma 21}$  będzie miała tak samo nierównomierny rozkład, ponieważ pole rozproszenia wymuszone jest prądem żłobka. Efekt wypierania prądu występuje najsilniej przy rozruchu silników ( $s = 1$ ) ponieważ wtedy  $\frac{R_{21}}{s} = R_{21} \ll c_2 h_i = X_{21}$ . Przy normalnej pracy ( $s = 0,02 - 0,06$ ) reaktancja  $\frac{R_{21}}{s}$  staje się wielokrotnie większą od reaktancji rozproszenia  $X_{21} = c_2 h_i$ , w związku z czym prąd rozkłada się prawie równomiernie po wysokości żłobka (rys. 4.22, e - linia  $s = s_n$ ).

W pierwszym przypadku decydującą o rozkładzie prądu jest reaktancja rozproszenia żłobka, natomiast w drugim - rezystancja. Dlatego więc przy rozruchu prąd żłobka jest nierównomiernie rozłożony wzdłuż jego wysokości.

Przy silnie występującej naskórkowości (rys. 4.22, e -  $s = 1$ ) prąd wtórny płynie tylko przez część przekroju przewodu i tym samym żłobka, co może być traktowane jako zwiększenie rezystancji obwodu. W miarę osłabienia tego efektu gęstość prądu staje się równomierną, co oznacza, że zaczyna być wykorzystywany cały przekrój przewodu, w związku z czym rezystancja maleje. Wypieranie prądu występuje silniej w częściach przewodów znajdujących się w żłobkach niż w połączeniach czołowych. Efekt ten prowadzi normalnie do 3 + 4 krotnego narastania rezystancji części żłobkowej uzwojenia. Oprócz powiększenia rezystancji, przy efekcie naskórkowości występuje zmniejszenie reaktancji uzwojenia. Przyczyną tego zjawiska jest nierównomierny rozkład prądu i strumienia rozproszenia żłobka, wskutek czego słabnie skojarzenie magnetyczne między nimi. Wzrost rezystancji uzwojenia w wyniku wypierania prądu jest większy przy żłobkach o przekroju trapezu.

Omówione powyżej zjawisko wykorzystuje się przy projektowaniu uzwojenia wtórnego, do stwarzania lepszych warunków rozruchu silników klatkowych. Wzrost rezystancji wirnika przy  $s = 1$  prowadzi do zwiększenia momentu rozruchowego i do ograniczenia prądu silnika. Razem ze wzrostem prędkości obrotowej wirnika i zmniejszaniem się poślizgu, rezystancja  $R_2$  stopniowo maleje i przy znamionowej prędkości obrotowej osiąga wartość równą praktycznie wartości rezystancji mierzonej prądem stałym, ponieważ wtedy  $f_2 = s f_1 = 1 + 3$  Hz. Taki przebieg zjawisk jest równoznaczny w skutkach włączaniu dodatkowego rezystora w obwodzie wtórnym silnika pierścieniowego, przy automatycznym zmniejszaniu jego rezystancji w czasie rozruchu.

Charakterystyka mechaniczna silnika głębokożłobkowego charakteryzuje się powiększonym momentem rozruchowym. Jego wartość może być większa od momentu znamionowego silnika. Dla współczesnych silników  $k_r$  wynosi  $k_r = 1,2 + 1,6$ . Duży moment rozruchowy daje możliwość stosowania silników głębokożłobkowych w układach napędowych o ciężkich warunkach rozruchowych, jak np. w urządzeniach transportowych i podnośnikowych. Krotność prądu rozruchowego tych silników wynosi normalnie  $k_1 \leq 4 + 5$ .

Pracę silników głębokożłobkowych analizuje się za pomocą innego schematu zastępczego. Jak już zostało zaznaczone, parametry obwodu wirnika -  $R_2$  i  $X_2$  - tych silników są uzależnione od poślizgu. Należy zatem dysponować charakterystykami częstotliwościowymi  $R_2(s)$  i  $X_2(s)$  parametrów obwodu wirnika. W tym celu należy wyznaczyć tzw. zastępczą (umowną, obliczeniową) głębokość  $h_e$  przenikania fali elektromagnetycznej w materiale. Jak widać z rysunku 4.22, e, umowną głębokość przenikania  $h_e$  wyznacza się przy założeniu, że prąd i strumień rozproszenia są rozłożone równomiernie z maksymalną gęstością  $j_{2m}$ ,  $B_{\phi 2m}$ . Oznacza to, że rzeczywisty żłobek o głębokości  $h_z$ , w którym  $I$  i  $\phi$  rozłożone są nierównomiernie, zastępuje się umownie fikcyjnym żłobkiem o głębokości  $h_e$ , gdzie prąd i strumień rozproszenia mają równomierny rozkład. Współczynnik wypierania prądu (współczynnik Fielda), określony jako stosunek między rzeczywistą  $h_z$  a umowną  $h_e$  wysokością wynosi

$$\xi = \frac{h_z}{h_e} = h_z \sqrt{\pi f_1 \mu_0 \sigma} = c\sqrt{s} \quad (4.89)$$

gdzie:

$\sigma$  - konduktywność materiału przewodowego.

Dysponując danymi maszyny można obliczyć i narysować krzywą  $h_e = f(f)$  (rys. 4.22, f). Z jej przebiegu widać, że ze wzrostem częstotliwości silnie maleje zastępcza głębokość żłobka  $h_e$ . Ponieważ  $f_2 = s f_1$ , częstotliwość w uzwojeniu wirnika przy rozruchu będzie wynosiła  $f_2 = 50$  Hz, natomiast przy normalnej pracy ( $s \approx 0,04$ ) -  $f_2 = 2$  Hz. Oznacza to, że w początkowych fazach rozruchu, kiedy wypieranie prądu jest znaczne, żłobek jest słabo wykorzystywany, natomiast przy normalnej pracy jest wykorzystywany w całości.

Rezystancję i reaktancję wirnika oblicza się za pomocą sformułowanej wyżej głębokości przenikania. Ponieważ zawsze  $h_e < h_z$ , zatem rezystancja przy rozruchu będzie większa, natomiast reaktancja - mniejsza. Będą one wyrażane następującymi równaniami:

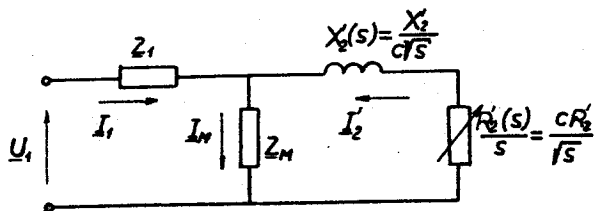
$$\begin{aligned} R_2'(s) &= \xi R_2' = c\sqrt{s} R_2' , \\ X_2'(s) &= \frac{X_2'}{\xi} = \frac{X_2'}{c\sqrt{s}} . \end{aligned} \quad (4.90)$$

Z powyższych równań wynika, że parametry wirnika w schemacie zastępczym nie są wielkościami stałymi, lecz zależą od poślizgu. Ponieważ w gałęzi wirnika w schemacie zastępczym bierze udział rezystancja  $\frac{R_2}{s}$ , po zastąpieniu  $R_2'$  przez  $R_2'(s)$  i  $X_2' - X_2'(s)$  otrzymuje się schemat zastępczy silnika głębokożłobkowego (rys. 4.23), w którym parametry wynoszą

$$R_2'(s) = \frac{c R_2'}{s} ; X_2'(s) = \frac{X_2'}{c\sqrt{s}}$$

Z prostej analizy schematu zastępczego i parametrów (4.90) wynika, że przesunięcie fazowe  $\psi_2$  między prądem a siłą elektromotoryczną obwodu wtórnego silnika głębokożłobkowego jest wielkością stałą,

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{s X_2'(s)}{R_2'(s)} = \frac{X_2'}{c^2 R_2'}$$



Rys.4.23. Elektryczny schemat zastępczy silnika głębokożłobkowego

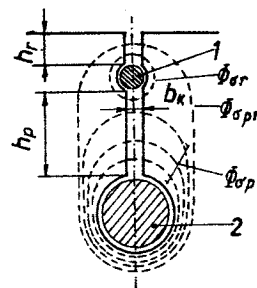
Tym zresztą można wytłumaczyć dużą wartość momentu rozruchowego tego typu silników w odróżnieniu od silników bez wypierania prądu, przy których  $\text{tg} \psi_2 = \frac{s X_2'}{R_2'}$ . Konsekwencją tego jest mały moment rozruchowy silników normalnej konstrukcji, ponieważ przy  $s = 1$  kąt  $\psi_2$  jest duży (4.66).

Silniki o głębokich żłobkach w wirniku mają większe rozproszenie uzwojenia wtórnego niż normalne silniki klatkowe. Jest ono skutkiem większej permeancji głębokiego żłobka -  $\Lambda_2 \equiv \frac{\mu_0 h_2 l}{b_2}$  ponieważ stosunek  $\frac{h_2}{b_2}$  w tym przypadku jest bardzo duży. Konsekwencją większej wartości reaktancji rozproszenia wirnika jest mniejszy współczynnik mocy, trochę mniejsza sprawność i mniejsza krotność prądu rozruchowego silnika głębokożłobkowego w porównaniu z silnikiem bez wypierania prądu w wirniku.

Obecnie silniki głębokożłobkowe zastępują prawie wszędzie silniki klatkowe średniej i dużej mocy bez wypierania prądu w wirniku i są uważane jako normalny przedstawiciel silnika klatkowego.

#### 4.4.3. Silniki asynchroniczne dwukłatkowe

Dwukłatkowe silniki asynchroniczne mają w wirniku dwa uzwojenia klatkowe - zewnętrzne, zwane rozruchowym, o małym przekroju pręta i wewnętrzne - uzwojenie pracy o dużym przekroju przewodu (rys.4.24). Klatki wirnika małej mocy zalewane są normalnie aluminium i mają przeważnie jeden wspólny pierścień zwierający. Uzwojenie rozruchowe silników średniej i dużej mocy wykonuje się z mosiężnych lub brązowych prętów, natomiast klatkę pracy - z prętów miedzianych. W takim przypadku pierścienie zwierające powinny być niezależne. Takie wykonanie jest wygodne również z powodu niejednakowego grzania się i rozszerzania się cieplnego obu klatek.



Rys.4.24. Żłobek rotora silnika dwukłatkowego: 1 - uzwojenie rozruchowe, 2 - uzwojenie pracy

Oba uzwojenia wirnika mają różne parametry. Rezystancja klatki rozruchowej  $R_r$  jest normalnie 3 + 4 razy większa od rezyztancji klatki pracy  $R_p$ . Odwrotnie, reaktancja rozproszenia  $X_p$  uzwojenia pracy jest kilkakrotnie większa od reaktancji rozproszenia  $X_r$  uzwojenia rozruchowego. Fakt ten spowodowany jest niejednakową permeancją dla strumieni rozproszenia obu uzwojeń. Dla przykładu z rysunku 4.24 permeancje obu klatek mogą być wyrażone w przybliżeniu wzorami:



$$\Lambda_p \approx c \frac{h_p}{b_k}; \quad \Lambda_r \approx c \frac{h_r}{2b_k}$$

Z powyższych wzorów wynika, że dobierając odpowiednio głębokość rozmieszczenia uzwojeń i odległość między nimi, jak również i szerokość szczeliny, która je łączy, można otrzymać wymagany stosunek między reaktancjami obu klatek. Oprócz własnych strumieni rozproszenia, z których  $\phi_{\sigma r}$  jest bardzo (pomijalnie) mały, istnieje również wspólny strumień rozproszenia obu uzwojeń wirnika -  $\phi_{\sigma pr}$ , który może być zastąpiony reaktancją indukcyjności wzajemnej  $X_{pr}$ .

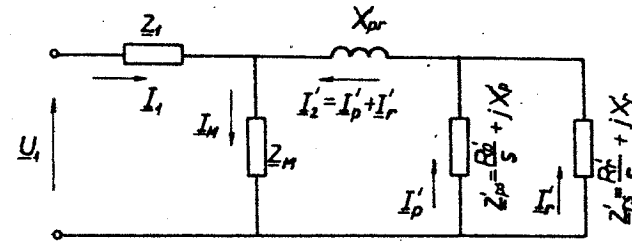
Schemat zastępczy silnika dwuklatkowego układa się na podstawie równań prądów i napięć:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 &= \underline{I}_M, \\ \underline{I}'_2 &= \underline{I}'_r + \underline{I}'_p, \\ \underline{U}_1 &= -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \underline{Z}_1, \\ \underline{E}'_2 &= \underline{I}'_r \underline{Z}'_{rs} + j \underline{I}'_2 X'_{pr}, \\ \underline{E}'_2 &= \underline{I}'_p \underline{Z}'_{ps} + j \underline{I}'_2 X'_{pr}. \end{aligned} \quad (4.91)$$

W układzie równań (4.91) przyjęte zostały dodatkowo następujące oznaczenia:

$$\underline{Z}'_{rs} = \frac{R'_r}{s} + j X'_r; \quad \underline{Z}'_{ps} = \frac{R'_p}{s} + j X'_p \quad (4.92)$$

Schemat zastępczy będący odwzorowaniem powyższych równań pokazano na rysunku 4.25.



Rys.4.25. Schemat zastępczy silnika dwuklatkowego

Uzwojenia wirnika przedstawiono w elektrycznym schemacie zastępczym silnika dwuklatkowego dwiema gałęziami równoległymi. Jeśli zostanie przyjęte bardzo bliskie rzeczywistości założenie -  $X'_r \approx 0$  - stosunek prądów w klatkach wirnika będzie:

$$\frac{I'_r}{I'_p} = \frac{\sqrt{(R'_p/s)^2 + X_p'^2}}{R'_r/s} \quad (4.93)$$

Przy rozruchu, kiedy  $s = 1$  i  $R'_p \ll X'_p$  stosunek ten wynosi

$$\frac{I'_r}{I'_p} = \frac{X'_p}{R'_r} \quad (4.94)$$

natomiast przy pracy z normalnym obciążeniem ( $0 < s < s_m$ ), kiedy  $\frac{R'_p}{s} \gg X'_p$  będzie:

$$\frac{I'_r}{I'_p} \approx \frac{R'_p}{R'_r} \quad (4.95)$$

W rzeczywistych maszynach dwuklatkowych dla parametrów uzwojeń wirnika zachodzi zawsze stosunek  $R'_p < R'_r < X'_p$ . W związku z tym z równań (4.94) i (4.95) wynika, że przy rozruchu takiego silnika prąd uzwojenia rozruchowego jest większy od prądu klatki pracy.

Odwrotnie jest przy normalnej pracy.

Momenty elektromagnetyczne, wytwarzane przez uzwojenie rozruchowe ( $M_r$ ) i uzwojenie pracy ( $M_p$ ) wyrażane są, zgodnie z równaniem (4.65), zależnościami:

$$M_r = \frac{m_1 I_r^2 R_r'}{\Omega_1 s} ; M_p = \frac{m_1 I_p^2 R_p'}{\Omega_1 s}$$

Stosunek tych momentów przy rozruchu i przy normalnej pracy, po uwzględnieniu równań (4.94) i (4.95) wynosi:

$$\frac{M_r}{M_p} = \frac{X_p^{12}}{R_r' R_p'} \quad (s = 1) \quad (4.96)$$

$$\frac{M_r}{M_p} = \frac{R_p'}{R_r'} \quad (0 < s < s_m) \quad (4.97)$$

Między parametrami uzwojeń wirnika aktualnie produkowanych silników dwuklatkowych istnieją następujące zależności:

$$\frac{R_r'}{R_p'} = 3 \div 4, \quad \frac{X_p}{R_p'} \approx 5$$

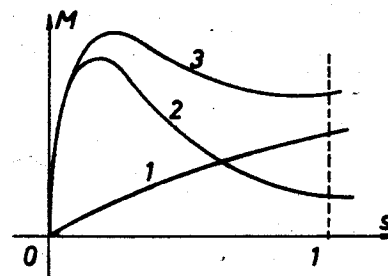
Podstawiając te dane do wyżej wyprowadzonych równań dochodzi się do następującego, charakterystycznego dla tych silników, wyniku:

$$\text{przy rozruchu } (s = 1) - \frac{I_r}{I_p} = 1,65 \div 1,25; \quad \frac{M_r}{M_p} = 8 \div 6,25,$$

$$\text{przy normalnej pracy} - \frac{I_r}{I_p} = \frac{M_r}{M_p} \approx 0,33 \div 0,25$$

Wykonana analiza i przedstawione wyniki cyfrowe dowodzą, że przy rozruchu silnika dwuklatkowego podstawową rolę odgrywa uzwojenie rozruchowe. Przy pracy ustalonej funkcje zmieniają się - decydujący udział w tworzeniu momentu elektromagnetycznego maszyny ma uzwojenie pracy.

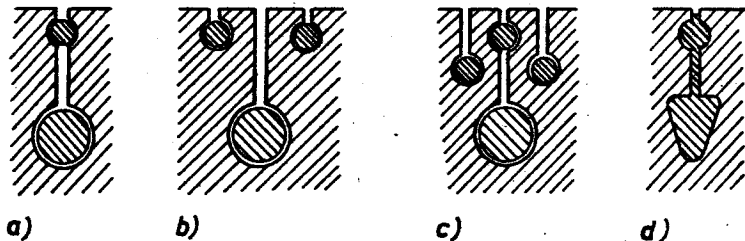
Silnik dwuklatkowy jest faktycznie silnikiem z wypieraniem prądu w wirniku, w którym zewnętrzna część uzwojenia wirnika ma większą rezystancję. Takie konstrukcyjne rozwiązanie doprowadza do dalszego powiększania momentu rozruchowego. Przy małych częstotliwościach w uzwojeniach wirnika ( $0 < s < s_m$ ) rozkład prądów uzależniony jest jedynie od rezystancji.



Rys.4.26. Charakterystyka  $M = f(s)$  silnika dwuklatkowego: 1 - uzwojenia rozruchowego, 2 - uzwojenia pracy, 3 - charakterystyka wypadkowa

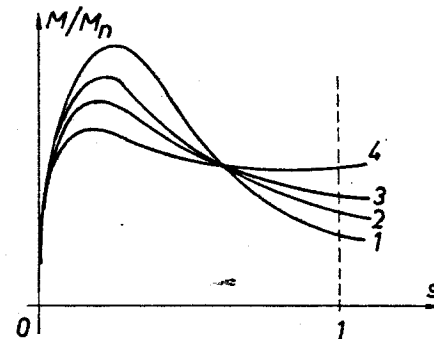
Na rysunku 4.26 przedstawiono przebiegi  $M_r = f(s)$ ,  $M_p = f(s)$  i  $M = M_r + M_p = f(s)$  silnika dwuklatkowego. Wymagane charakterystyki rozruchowe i robocze silnika o dwóch klatkach w wirniku można uzyskać poprzez dokonywanie odpowiednich zmian konstrukcyjnych uzwojeń wtórnych tak, aby znaleźć odpowiednie wartości reaktancji, rozproszenia  $X_p$  klatki pracy. Polegają one na odpowiednim doborze wysokości  $h_p$  i szerokości  $b_x$  szczeliny między klatkami, jak również

i na znalezieniu należytych rezystancji dwóch uzwojeń wirnika. Możliwe jest też wykonanie silnika o dwóch, trzech i więcej kłatkach, o różnych kształtach i usytuowaniu żłobków (rys.4.27). Poprzez odpowiednią kombinację liczby, przekroju, materiału i usytuowaniu przewodów poszczególnych kłatek wirnika, można uzyskać dowolny przebieg charakterystyki mechanicznej  $M = f(s)$  tych maszyn.



Rys.4.27. Żłobki silników dwukłatkowych

Silniki dwukłatkowe mają udoskonalone charakterystyki rozruchowe - dla nich normalnie  $k_p = 2 + 3$  i  $k_1 = 3,5 + 5$ . Ilustracją powyższego stwierdzenia jest rysunek 4.28, na którym przedstawiono charakterystyki  $M = f(s)$  silników pierścieniowego, klatkowego, głęboko żłobkowego i dwukłatkowego. Silniki dwukłatkowe mają trochę gorsze  $\cos \psi_{1n}$ ,  $\eta_n$  i  $M_n$ . Stosowane są wszędzie tam, gdzie warunki rozruchu są ciężkie, np. w napędach urządzeń o dużych statycznych i dynamicznych momentach obciążenia (młyny kulowe, kompresory tłokowe, wirówki i inne).



Rys.4.28. Porównanie charakterystyk  $M = f(s)$  asynchronicznych silników pierścieniowych (1), klatkowych z klatką normalnej konstrukcji (2), głębokożłobkowych (3) oraz dwukłatkowych (4)

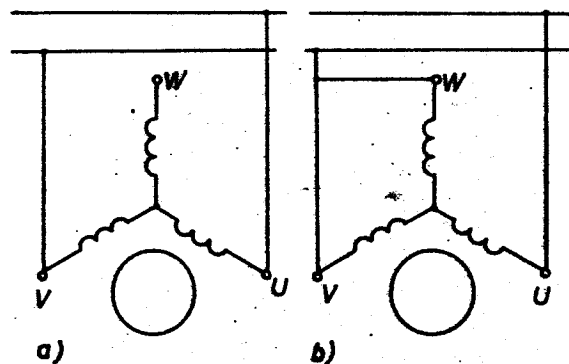
#### 4.5. Silniki asynchroniczne jednofazowe

##### 4.5.1. Budowa i zasada działania

Silniki jednofazowe znajdują zastosowanie w urządzeniach zasilanych napięciem jednofazowym. Uzwojenie stojana tych silników jest jednofazowe, obejmujące zwykle  $\frac{2}{3}$  żłobków podziałki biegunowej. Uzwojenie wirnika jest z reguły klatkowe, lecz może być, chociaż bardzo rzadko, pierścieniowe.

Często spotykane są przypadki wykorzystywania silnika trójfazowego jako jednofazowego - przez przerwanie jednej z faz (rys.4.29,a) lub włączaniem tej fazy równoległe do innej (rys.4.29,b), zasilając silnik jednofazowym napięciem.

Po włączeniu silnika jednofazowego do sieci, prąd uzwojenia stojana  $I_1$  wymusza pole magnetyczne pulsujące w czasie i nieruchome w przestrzeni. Do przeanalizowania pracy silnika jego pole pulsujące można traktować jako złożone z dwóch składowych p.3.3.3.2).



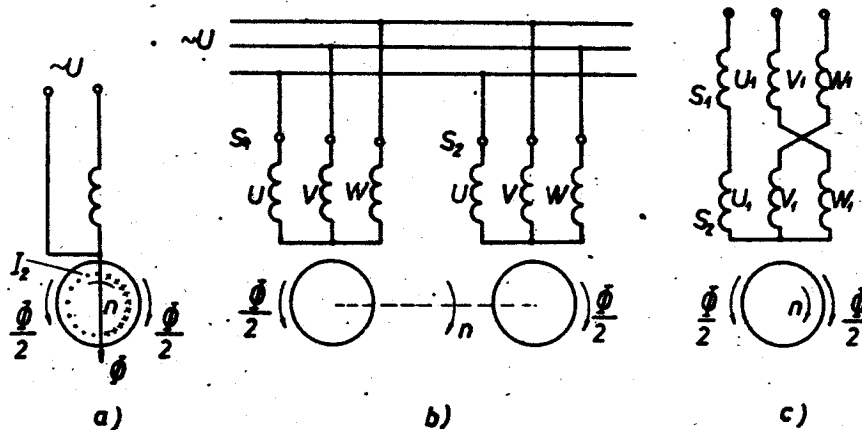
Rys.4.29. Podłączenie silnika trójfazowego do sieci jednofazowej  
a - z jedną fazą przerwana, b - z dwiema fazami połączonymi równolegle

Amplitudy składowych są jednakowe, lecz dwukrotnie mniejsze od amplitudy pola pulsującego. Pola te wirują w przeciwnych kierunkach i mają jednakowe prędkości równe

$$n_1 = \frac{f_1}{p}$$

W związku z tym rzeczywisty silnik (rys.4.30,a) można potraktować jako trójfazowy silnik o dwóch równolegle lub szeregowo połączonych uzwojeniach, wytwarzających wirujące w przeciwnych kierunkach pola magnetyczne (rys.4.30,b,c).

Prądy wymuszane tymi polami wirującymi w uzwojeniu wirnika, współdziałają z nimi i wytwarzają odpowiednie momenty elektromagnetyczne  $M_1 (M_A)$  i  $M_2 (M_B)$ . Moment silnika jednofazowego jest sumą tych dwóch momentów. Przebieg momentów  $M_1$  i  $M_2$  w zależności od poślizgu ma taki sam charakter, jak w silniku trójfazowym. W stosunku do wirującego z dowolną prędkością wirnika składowe



Rys.4.30. Przedstawienie silnika jednofazowego dwoma silnikami trójfazowymi: a - rzeczywisty układ połączeń, b i c - układy zastępcze

pola obracają się z różnymi prędkościami. Pole wirujące zgodnie z kierunkiem wirowania rotora ma prędkość  $n_{2z} = n_1 - n$ , natomiast przeciwne -  $n_{2p} = n_1 + n$ . Z powyższego wynika, że poślizgi tych pól będą różne. Poślizg pola wirującego zgodnie z wirnikiem wynosi:

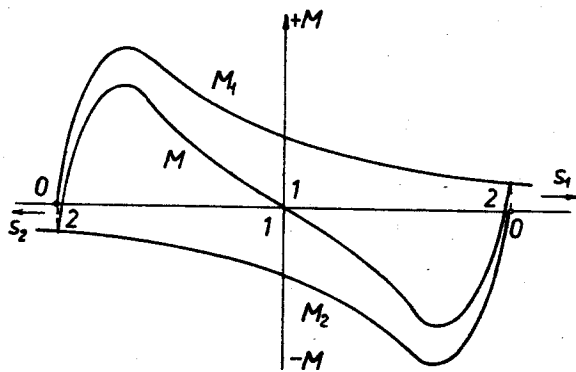
$$s_1 = \frac{n_{2z}}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} = s, \quad (4.98)$$

natomiast poślizg pola przeciwnego -

$$s_2 = \frac{n_{2p}}{n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n + n_1 - n}{n_1} = 2 - s \quad (4.99)$$

Z powyższych wzorów widać, że: poślizgi dwóch składowych pól przy rozruchu są jednakowe -  $s_1 = s_2 = 1$ , natomiast przy  $n=n_1$

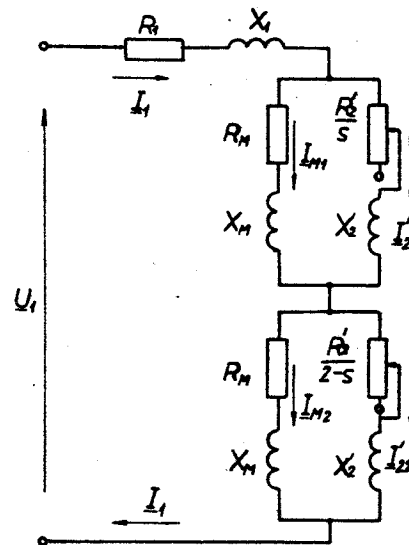
$s_1 = 0$  lecz  $s_2 = 2$  i odwrotnie, przy  $n = -n_1$   $s_1 = 2$  i  $s_2 = 0$ . Z tego wynika, że momenty elektromagnetyczne pól osiągają wartości zerowe przy różnych prędkościach wirnika i różnych poślizgach. Pole wirujące zgodnie z wirnikiem rozwija moment  $M_1 = 0$  przy  $n = n_1$ , wtedy kiedy poślizg pola przeciwnego  $s_2$  wynosi  $s_2 = 2$  i odwrotnie  $-M_2 = 0$  przy  $n = -n_1$  i  $s_1 = 2$ . W związku z tym, uwzględniając również i fakt, że momenty mają przeciwne znaki, można narysować przebieg zależności  $M = f(s)$  silnika jednofazowego, biorąc pod uwagę, że  $M = M_1 + M_2$  (rys.4.31). Moment rozruchowy silnika jest równy zero, ponieważ przy  $s = 1$  momenty rozruchowe  $M_{r1}$  i  $M_{r2}$  są jedna-



Rys.4.31. Charakterystyka mechaniczna  $M=f(s)$  silnika jednofazowego

kowej wartości lecz działają w przeciwnych kierunkach. Moment wypadkowy  $M$  przy dowolnym poślizgu jest mniejszy od momentu wytwarzanego przez pole wirujące o amplitudzie  $\phi_{m1} = \frac{1}{2} \phi_m$ . Brak momentu rozruchowego wymaga użycia dodatkowego urządzenia do uruchamiania silnika jednofazowego. Silnik ten nie ma określonego kierunku wirowania - obraca się w tę stronę, w którą wirnik został zmuszony do ruchu przez siłę zewnętrzną (dodatkową).

Na bazie modelu trójfazowego (rys.4.30) można sporządzić schemat zastępczy silnika jednofazowego (rys.4.32). Składa się on z dwóch szeregowo połączonych schematów odpowiadających polom wirującym zgodnie z wirnikiem i przeciw wirnikowi. Rezystancje obwodu wtórnego (przy pominięciu wypierania prądu) wynoszą:  $\frac{R_2'}{s_1} = \frac{R_2'}{s}$  dla schematu pola wirującego zgodnie, natomiast  $\frac{R_2'}{s_2} = \frac{R_2'}{2-s}$  - dla pola wirującego przeciw kierunku obracania się wirnika.

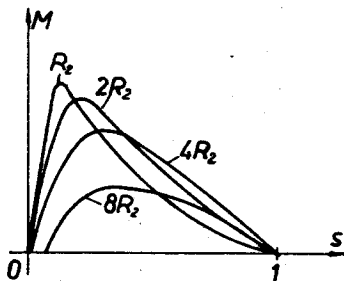


Rys.4.32. Schemat zastępczy silnika asynchronicznego jednofazowego

Wskaźniki energetyczne silników jednofazowych są dość niskie. Przyczyną tego zjawiska jest pole wirujące przeciw wirnikowi. Działa ono hamująco, powodując zmniejszenie momentu znamionowego, znamionowej prędkości obrotowej i mocy znamionowej. Powstają większe straty, niż wtedy, kiedy działa tylko jedno pole wirujące (przy zwykłej maszynie wielofazowej), wskutek czego sprawność  $\eta$ , i współczynnik mocy  $\cos \varphi$  też zmniejszają swoje wartości. Ogólnie

można stwierdzić, że przy jednakowych gabarytach moc znamionowa silnika jednofazowego wynosi 50 + 60 % mocy znamionowej silnika trójfazowego.

Pole przeciwne powoduje zmianę momentu maksymalnego silnika przy włączeniu dodatkowej rezystancji w obwodzie wirnika. Do tego wniosku można łatwo dojść na podstawie teorii maszyny wielofazowej (rys.4.17), sumując momenty  $M_1$  i  $M_2$ . Poślizg krytyczny przy tym rośnie (rys.4.33).



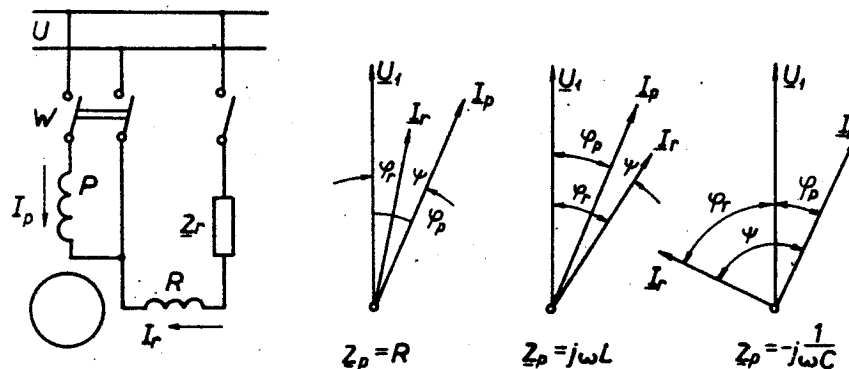
Rys.4.33. Charakterystyki mechaniczne silnika jednofazowego przy różnych rezystancjach wirnika

#### 4.5.2. Sposoby rozruchu i rodzaje silników jednofazowych

Brak momentu rozruchowego stanowi istotną wadę asynchronicznego silnika jednofazowego. Uruchamianie wirnika do określonej prędkości obrotowej może odbyć się za pomocą siły zewnętrznej lub dodatkowego urządzenia.

Najszerzej stosowanym urządzeniem rozruchowym jest uzwojenie dodatkowe nazywane uzwojeniem rozruchowym lub fazą rozruchową. Fazę rozruchową układa się w pozostałych wolnych żłobkach ( $\frac{1}{3}$  żłobków każdej podziałki biegunowej) tak, aby jej oś była przesunięta w przestrzeni w stosunku do osi uzwojenia roboczego o kąt elektryczny  $\alpha$ , wynoszący zwykle  $90^\circ$ . Uzwojenie rozruchowe łączy się równolegle do uzwojenia roboczego.

Prądy dwóch uzwojeń powinny wzbudzić przy rozruchu pole wirujące (w ogólnym przypadku eliptyczne). Warunek ten prądy mogą spełnić tylko jeśli są przesunięte w czasie jeden w stosunku do drugiego o pewien kąt  $\psi$ . W tym celu szeregowo z uzwojeniem rozruchowym włącza się element pasywny (rys.4.34). Takim elementem, powodującym przesunięcie fazowe między prądami uzwojeń roboczego i rozruchowego, może być rezystancja -  $Z_p = R$ , reaktancja indukcyjna  $Z_p = X_L = \omega L$ , lub reaktancja pojemnościowa -  $Z_p = X_C = \frac{1}{\omega C}$ . Należy zaznaczyć, że przy  $\alpha = 90^\circ$ , silnik pracuje najlepiej jeśli  $\psi = 90^\circ$ . W tym przypadku, przy prawidłowym projektowaniu uzwojeń, można znaleźć poślizg, przy którym silnik pracuje z polem wirującym kołowym, innymi słowy - bez pola przeciwnego, tak jak silnik wielofazowy.



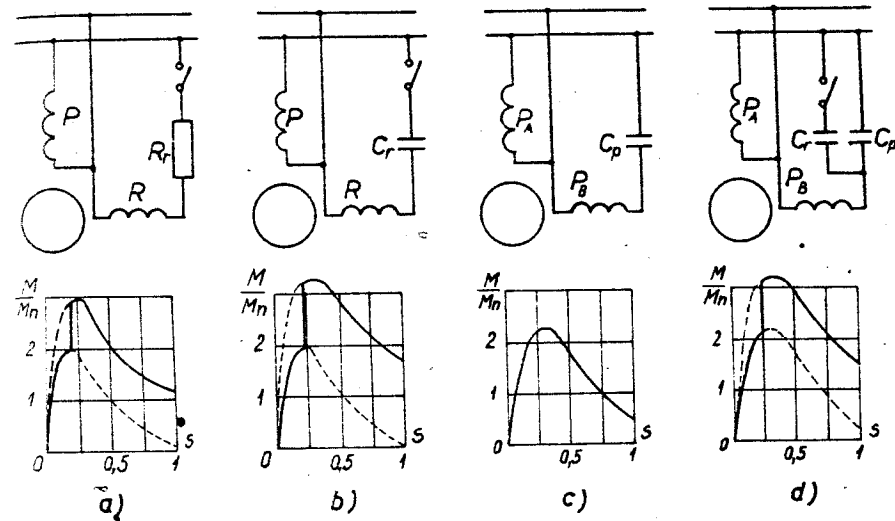
Rys.4.34. Schemat silnika jednofazowego z elementem pasywnym do przesunięcia fazy prądu uzwojenia rozruchowego (a) oraz wykresy wektorowe silnika (b)

Uzwojenie rozruchowe i element powodujący przesunięcie fazowe włącza się do sieci tylko w czasie rozruchu. Po osiągnięciu przez wirnik określonej prędkości obrotowej, odpowiadającej w przybliżeniu poślizgowi krytycznemu  $s_m$ , fazę rozruchową wyłącza się.

Od tego momentu silnik pracuje jako jednofazowy. Uzwojenie rozruchowe wyłącza się wyłącznikiem odśrodkowym lub za pośrednictwem specjalnego przełącznika. Na rysunku 4.34,b pokazano wykresy wektorowe prądów uzwojeń silnika, przy użyciu różnych elementów powodujących przesunięcie fazowe.

Rezystancja  $R$  lub reaktancja indukcyjna  $X_L$  powodują niewielkie przesunięcie fazowe między prądami  $I_p$  i  $I_r$  (uzwojenia pomocniczego), ponieważ same uzwojenia mają spore własne rezystancje i reaktancje. Przesunięcie fazowe  $\psi = 90^\circ$  można uzyskać tylko przy zastosowaniu kondensatora. W pozostałych przypadkach pole magnetyczne silnika jest eliptyczne i moment rozruchowy zostaje mały. Warunki rozruchu są najlepsze przy użyciu reaktancji pojemnościowej w uzwojeniu pomocniczym. Pojemność, którą należy włączyć, jest na ogół dość duża, w związku z czym rosną gabaryty i cena kondensatora. Dlatego rozruch kondensatorowy stosowany jest w przypadkach wymagających dużego momentu rozruchowego. Najgorsze wyniki daje rozruch za pomocą reaktancji indukcyjnej i w zasadzie nie jest stosowany. Szeroko natomiast jest używany rozruch oporowy, przy czym zamiast dodatkowego elementu rezystancyjnego, całą fazę pomocniczą wykonuje się z powiększoną rezystancją, np. używając przewodu miedzianego o odpowiednim przekroju.

Na rysunku 4.35 przedstawiono typowe charakterystyki mechaniczne silników jednofazowych przy zastosowaniu różnych elementów do przesuwania fazy prądu uzwojenia rozruchowego. Linia ciągła w zakresie poślizgu  $s = 1 \div 0,25$  odnosi się do pracy silnika przy jednoczesnym włączeniu obu uzwojeń, natomiast linia ciągła w pozostałym zakresie odwzorowuje moment silnika przy pracy tylko z uzwojeniem roboczym.



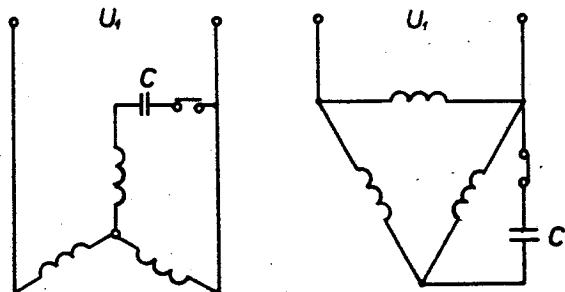
Rys.4.35. Charakterystyki mechaniczne silników jednofazowych:  
a,b - z uzwojeniem rozruchowym, c,d - silników kondensatorowych

Uzwojenie pomocnicze z kondensatorem może pozostać włączone i przy normalnej pracy silnika (rys.4.35,c). W takich przypadkach oba uzwojenia stojana zwykle mają jednakową liczbę zębów, przy czym układa się je tak, aby ich strefy fazowe wynosiły  $90^\circ$  elektryczne i ich osie były przesunięte w przestrzeni o kąt elektryczny  $90^\circ$ . Pojemność  $C_p$  kondensatora oblicza się w taki sposób, aby uzyskać przy obciążeniu znamionowym pole wirujące kołowe. Oznacza to, że przy znamionowym poślizgu nie będzie istniało pole przeciwne. Taki silnik nazywany jest kondensatorowym. W zasadzie jest on silnikiem dwufazowym, włączonym do sieci jednofazowej przy pomocy kondensatora  $C_p$ , nazywanego roboczym lub kondensatorem pracy. Moce obu uzwojeń przy znamionowym obciążeniu są jednakowe, lecz ich prądy, napięcia jak i liczby zwojów

są różne. Przy wszystkich innych obciążeniach warunki istnienia tylko pola  $\mu$ spółbieżnego z wirnikiem nie są spełnione i wirujące pole magnetyczne silnika staje się eliptyczne.

Z powyższego wynika, że jeżeli za pomocą kondensatora  $C_r$  uzyskuje się pole kołowe przy obciążeniu znamionowym, pojemność jego jest niewystarczająca do wytwarzania dużego momentu rozruchowego (rys.4.35c). W celu uzyskania wysokiego momentu rozruchowego równolegle do kondensatora roboczego  $C_r$  włącza się na czas rozruchu i kondensator rozruchowy  $C_p$  (rys.4.35d).

Wykorzystanie materiałów aktywnych (miedź, stal obwodu magnetycznego) w przypadku silnika kondensatorowego jest bardzo dobre. Jego sprawność jest znacznie większa od sprawności silników bez kondensatora roboczego i jest prawie taka sama jak sprawność silników trójfazowych. Współczynnik mocy ( $\cos\varphi$ ) silnika kondensatorowego jest większy od  $\cos\varphi$  silnika trójfazowego dzięki zastosowaniu kondensatora.



Rys.4.36. Schematy połączeń silnika trójfazowego do pracy jednofazowej

Do pracy z siecią jednofazową mogą być wykorzystywane również silniki trójfazowe przy odpowiednim połączeniu uzwojeń. Najczęściej stosowane układy tych połączeń pokazano na rysunku 4.36.

W przypadku takiej pracy moc osiągnięta przez silnik stanowi około 40 + 50 % mocy przy symetrycznej pracy trójfazowej. Pojemność kondensatora podłączonego do pracy z silnikiem trójfazowym wykorzystanym jako jednofazowy dobiera się na ogół przez producenta eksperymentalnie, tak aby silnik miał pole magnetyczne kołowe przy pracy znamionowej. Pojemność ta może być wyznaczona orientacyjnie w drodze obliczenia według następującego wzoru:

$$C \approx \frac{I_n}{2\pi f_1 U} \quad (4.100)$$

w którym  $U$  jest napięciem sieci jednofazowej, natomiast  $I_n$  - prąd znamionowy silnika z jego tabliczki. Wybór połączenia uzwojeń silnika przy pracy jednofazowej uzależniony jest od napięcia sieci jednofazowej. Jeżeli normalne połączenie silnika jest "w gwiazdę", napięcie jednofazowe powinno być równe napięciu międzyprzewodowemu silnika natomiast przy połączeniu w trójkąt napięciu fazowemu. Z tego wynika, że jeśli np. silnik ma przy pracy trójfazowej połączenie  $\Delta$  i napięcie znamionowe  $U_p = 380$  V, to do pracy jednofazowej w tej samej sieci ( $U_f = U = 220$  V) powinien on być połączony w trójkąt. Tylko w przypadku, kiedy silnik trójfazowy jest przeznaczony do pracy w sieci o napięciu  $U_p = 220$  V ( $U_f = 127$  V) jego połączenie przy pracy jednofazowej może być "w gwiazdę".

Należy zwrócić uwagę na możliwość i konsekwencje, wynikające z faktu przerwy w jednym z przewodów zasilających silnik trójfazowy. W tych warunkach silnik trójfazowy zachowa się jak silnik jednofazowy. Jeżeli przerwa w pewnej fazie silnika trójfazowego nastąpiła przed uruchomieniem, po załączeniu do sieci silnik nie

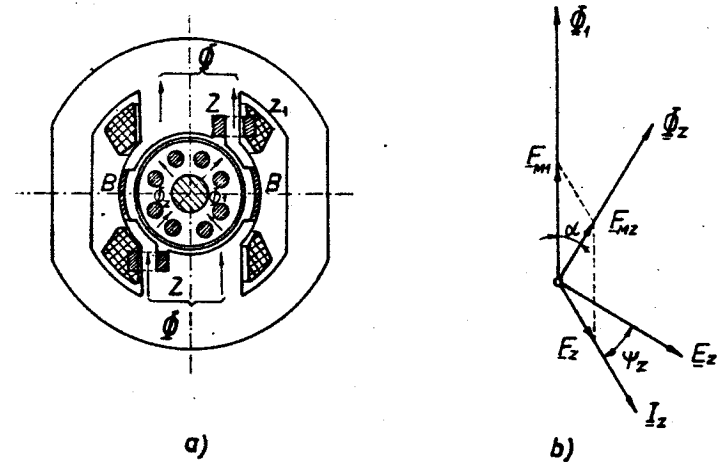


ruszy, bo nie rozwinię momentu rozruchowego. Natomiast gdy przerwa w jednym z przewodów zasilających nastąpi w czasie pracy, wówczas silnik na ogół będzie pracował przy mniejszej wartości rozwijanego momentu obrotowego, ale grozi mu nadmierne nagrzewanie w przypadku pełnego obciążenia na wale. Dlatego przeciwdziałając możliwym uszkodzeniom należy stosować taki sposób zabezpieczenia silnika trójfazowego, aby w przypadku przerwy w jednym przewodzie nastąpiło odłączenie silnika od źródła zasilania.

#### 4.5.3. Silnik jednofazowy ze zwartą fazą rozruchową

W szeregu przypadków, np. w magnetofonach, w adapterach, w napędach małych wentylatorów używane są silniki asynchroniczne jednofazowe ze zwartą fazą rozruchową. Stojan tego silnika (rys.4.37) ma bieguny jawne, na których nawinięte jest jednofazowe uzwojenie pierwotne  $z_1$ . Dodatkową zwartą fazę, zwykle w postaci jednego zwartego zwoju  $Z$ , umieszcza się również na biegunach, raczej na ich nabiegunnikach. Uzwojenie wtórne jest klatkowe. Siła magnetomotoryczna uzwojenia stojana  $F_1$  wymusza pulsujący strumień magnetyczny  $\phi$ . Część tego strumienia  $-\phi_1$  - przechodzi przez obszar bieguna nie objęty przez fazę zwartą, natomiast druga jego część - przez przekrój zajęty tą fazą. Z powodu skojarzenia magnetycznego między uzwojeniem pierwotnym a zwojem zwartym, w części bieguna zajętej tym zwojem powstaje wypadkowa siła magnetomotoryczna  $F_{MZ}$  (rys.4.37b).

$$F_{MZ} = F_1 + E_Z \quad (4.101)$$



Rys.4.37. Silnik jednofazowy ze zwartą fazą: a - schemat strukturalny, b - wykres wektorowy strumieni magnetycznych

Strumień magnetyczny  $\phi_2$  tej części biegunów jest w fazie z wypadkową SMM  $F_{MZ}$ . Indukowana tym strumieniem siła elektromotoryczna  $E_Z$  w zwartym zwoju jest opóźniona o kąt  $\frac{\pi}{2}$  względem strumienia  $\phi_2$ , natomiast prąd  $I_Z$ , powstały w zwoju zwartym jest przesunięty w stosunku do  $E_Z$  o kąt  $\psi_Z < \frac{\pi}{2}$ .

Z powstałego w ten sposób wykresu wektorowego (rys.4.37b) widać, że z powodu przeciwdziałania magnetycznego fazy zwartej strumień magnetyczny nią objęty -  $\phi_2$  - zostaje przesunięty w czasie względem strumienia  $\phi_1$ , w pozostałej części bieguna.

Strumienie  $\phi_2$  i  $\phi_1$ , są przesunięte w czasie o kąt  $\alpha$ , a w przestrzeni o kąt np.  $\beta$ . Fakt ten powoduje powstanie wypadkowego pola wirującego w szczelinie powietrznej maszyny. Wspomniane powyżej kąty  $\alpha$  i  $\beta$  są stosunkowo niewielkie ( $< \frac{\pi}{2}$ ) i niejednakowe. Nierówne są też strumienie  $\phi_1$  i  $\phi_2$ . Wszystko to wskazuje, że powstałe w maszynie pole wirujące nie może być kołowe. Jest one polem eliptycznym, z silnie wyrażoną składową przeciwną. Z tego

powodu moment rozruchowy silnika ze zwartą fazą jest bardzo mały -  $M_T = (0,2 + 0,5) M_n$ . Pole magnetyczne tego typu silników zawiera duże harmoniczne przestrzenne. Pewne zmniejszenie harmonicznych i zbliżenie krzywej pola do sinusoidalnej uzyskuje się przez użycie boczników magnetycznych B między nabiegownikami (rys.4.37a), zwiększenie szczeliny powietrznej pod niezajętą zwojem zwartą częścią bieguna lub umieszczenie większej ilości zwartych faz o różnym przekroju. Silniki ze zwartą fazą mają duże straty i bardzo niską sprawność ( $\eta = 0,25 - 0,4$ ). Moce ich są zwykle małe - od ułamkowej ( $< 1$  W) do  $20 + 30$  W i tylko w nielicznych przypadkach do około 300 W.

Silniki ze zwartą fazą rozruchową mają przeważnie tylko jeden kierunek wirowania - wirniki wirują w kierunku fragmentu bieguna objętego uzwojeniem zwartym. Silniki o obu kierunkach wirowania mają specjalne dodatkowe urządzenia na stojanach.

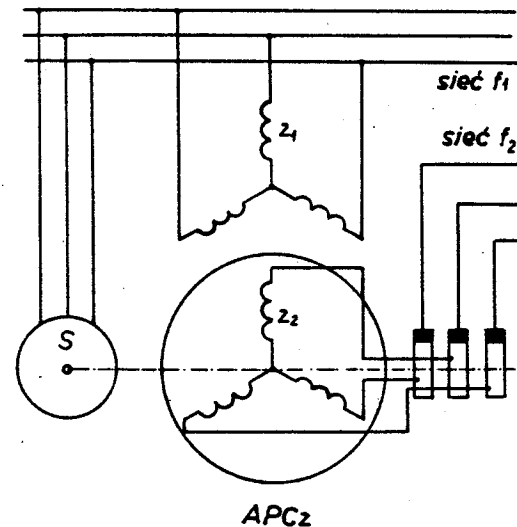
#### 4.6. Niektóre specjalne rodzaje maszyn asynchronicznych

##### 4.6.1. Asynchroniczna przetwornica częstotliwości

Przetwornica częstotliwości jest asynchroniczną maszyną pierścieniową napędzaną zewnętrznym silnikiem (rys.4.38). W tym celu jedno z uzwojeń maszyny, np. uzwojenie stojana, zasilane jest z sieci o częstotliwości  $f_1$ , natomiast z uzwojenia wtórnego odbiera się przetworzone napięcie  $U_2$  o częstotliwości  $f_2 = s f_1$ . Przy zmianie poślizgu w granicach  $s = 0 + + \infty$ , w stanie pracy silnikowej i hamulcowej, częstotliwość wtórna będzie się zmieniać w tych samych granicach.

Przy pominięciu strat moc pierwotna przetwornicy wynosi

$$P_1 = P_0$$



Rys.4.38. Schemat połączeń asynchronicznej przetwornicy częstotliwości

natomiast moc wtórna, nazywana mocą poślizgu będzie

$$P_2 = s P_0 = s P_1 \quad (4.102)$$

Moc mechaniczna silnika wyraża się równaniem

$$P_m = P_2 - P_1 = (s-1) P_1 \quad (4.103)$$

z którego wynika, że

$$P_2 = P_1 + P_m \quad (4.104)$$

Przy  $s > 1$  i  $f_2 > f_1$  silnik napędowy przekazuje przetwornicy określoną moc mechaniczną  $P_m > 0$ . Przy  $s < 1$  silnik pobiera z przetwornicy energię mechaniczną -  $P_m < 0$ . W przypadku, gdy  $f_2 > f_1$  moc wtórna (4.102) jest większa od pierwotnej i aby ułatwić pracę pierścieni i szczotek, uzwojenie pierwotne przetwornicy umieszcza się w wirniku, natomiast wtórne - w stojanie.

Jeśli przetwornicę projektuje się na zmienną częstotliwość wtórną  $f_2$ , silnik napędowy powinien mieć możliwość regulowania prędkości i tym samym poślizgu przetwornicy  $s$ . W takich przypadkach do napędzania przetwornicy używa się silnika prądu stałego lub silnika komutatorowego prądu przemiennego.

Najczęściej stosowanym silnikiem napędowym przetwornicy częstotliwości jest jednak silnik asynchroniczny, zasilany z tej samej sieci o częstotliwości  $f_1$ . W takim przypadku częstotliwość  $f_2$  przetwornicy jest wielokrotnością częstotliwości pierwotnej i nie jest ona ( $f_2$ ) regulowana. Prędkość obrotowa silnika napędowego w tym przypadku wynosi

$$n \approx \pm \frac{f_1}{p_s}$$

gdzie  $p_s$  jest liczbą par biegunów silnika. Znak "+" odnosi się do pracy silnikowej, a "-" - do pracy hamulcowej przetwornicy.

Prędkość obrotowa pola wirującego uzwojenia pierwotnego, przy założeniu, że uzwojenie to znajduje się w wirniku, jest:

$$n_1 = \frac{f_1}{p_p}$$

W tym przypadku  $p_p$  - liczba par biegunów przetwornicy.

Poślizg przetwornicy częstotliwości w związku z powyższym będzie:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{p_s \mp p_p}{p_s} \quad (4.105)$$

natomiast częstotliwość wtórna -

$$f_2 = sf_1 = \frac{p_s \pm p_p}{p_s} f_1 \quad (4.106)$$

Jeżeli na przykład  $p_s = 1$ ,  $p_p = 3$  i wirnik obraca się w stronę pola wirującego (praca hamulcowa), częstotliwość wyjściowa asynchronicznej przetwornicy częstotliwości będzie wynosiła

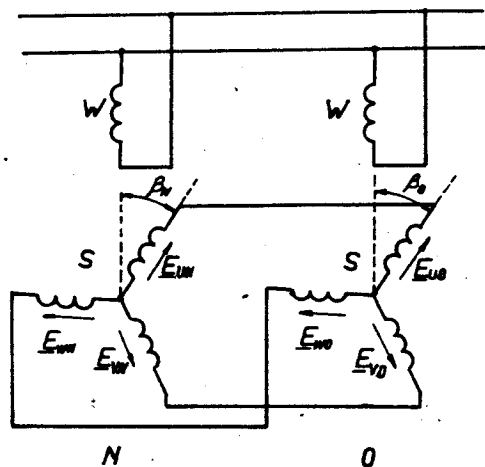
$$f_2 = \frac{1 + 3}{1} f_1 = 4f_1$$

#### 4.6.2. Selsyny

Selsyny są to elektryczne maszyny indukcyjne, które w odpowiednich układach przekazują na odległość przemieszczenia kątowe wałów.

Wychodząc z definicji, selsynami mogą być trójfazowe maszyny asynchroniczne z wirnikiem pierścieniowym, albo maszyny z jednofazowym wzbudzeniem i trójfazowym wirnikiem pierścieniowym. W pierwszym przypadku selsyny nazywają się trójfazowymi, w drugim - jednofazowymi. Trójfazowe selsyny mają wirujące pole magnetyczne, natomiast jednofazowe - pulsujące. Selsyny trójfazowe mają taką samą konstrukcję jak pierścieniowe maszyny asynchroniczne. Nie są jednak one szeroko stosowane. Trójfazowe układy połączenia synchronicznego używane są tylko w przypadkach dużej mocy (w tzw. układzie wału elektrycznego), wtedy kiedy zachodzi potrzeba ściśle synchronicznego wirowania dwóch silników oddalonych jeden od drugiego (napęd podnośników suwnicowych, służ, w przemyśle papierniczym itp.).

W układach przekazywania na odległość kąta przesuwania wałów wykorzystuje się przeważnie selsyny jednofazowe (rys.4.39). Mają one jawnobiegunowy stojan i cylindryczny wirnik, złożone z blachy elektrotechnicznej. Na biegunach stojana znajduje się uzwojenie



Rys. 4.39. Wskaźnikowe łącze selsynowe

wzbudzenia  $W$ , natomiast w żłobkach wirnika - trzy uzwojenia rozłożone nazywane synchronizującymi. Rozmieszczone są one co 120 stopni elektrycznych i tworzą uzwojenie analogiczne uzwojeniu maszyny trójfazowej prądu przemiennego. Uzwojenia wirnika wyprowadza się na zewnątrz przy pomocy pierścieni i szczotki.

Układy selsynów nazywane są **łączami selsynowymi**. Najczęściej spotykane łącza selsynowe mają jedną maszynę - nadajnik i jedną lub więcej maszyn odbiorników. W zależności od wykonywanych funkcji w tych układach selsyny dzieli się na następujące rodzaje:

1. **Selsyn - nadajnik** - jest to maszyna, która przyjmuje przesunięcie kątowe lub prędkość kątową wału dowolnego obiektu i przekazuje je selsynowi - odbiornikowi.

2. **Selsyn - odbiornik** - odtwarza on, w postaci przesunięcia kątowego, ruch przekazywany mu przez nadajnik.

3. **Selsyn różnicowy** - wykonuje on dodawanie lub odejmowanie przesunięć kątowych.

4. **Selsyn - transformator** - jest to maszyna, która przetwarza w napięcie przesunięcie kątowe, przekazane mu przez nadajnik.

5. **Selsyn - silnik** - maszyna, która jest połączeniem właściwości selsyna odbiornika i silnika wykonawczego. Wykorzystuje się przy zdalnym sterowaniu mechanizmami o stosunkowo dużej mocy bez dodatkowego wzmacniania sygnałów.

Selsyny mają dwa podstawowe stany pracy - **wskaznikowy** i **transformatorowy** - dające nazwy odpowiednim łączom selsynowym. W łączu selsynowym wskaźnikowym przesunięcie kątowe lub obracanie się wirnika selsyna - nadajnika powoduje przesunięcie kątowe lub wirowanie wirnika odbiornika. W łączach transformatorowych obracanie się wirnika nadajnika przetwarzane jest w proporcjonalne do niego napięcie, które, po wzmacnieniu, przekazywane jest odpowiedniemu silnikowi wykonawczemu.

Zasada działania selsynów może być omówiona na przykładzie łącza wskaźnikowego (rys. 4.39), składającego się z jednego nadajnika  $N$  i jednego selsyna odbiornika  $O$ . Uzwojenia wzbudzenia  $W$  obu selsynów włączone są do tej samej sieci, natomiast ich uzwojenia synchronizujące połączone są przewodami liniowymi. Pulsujące pola magnetyczne, wymuszane prądami wzbudzenia selsynów, indukują w ich uzwojeniach synchronizujących siły elektromotoryczne. Jeżeli kąty przesunięcia odpowiednich faz nadajnika  $\beta_N$  i odbiornika  $\beta_O$  względem osi biegunów są jednakowe, SEM połączonych między sobą faz są też jednakowe, lecz skierowane przeciwnie. W zamkniętych obwodach faz synchronizujących nie powstaje w takim razie żaden prąd i momenty elektromagnetyczne selsynów będą równe zeru. W przypadku, kiedy wirniki selsynów zajmują niejednakowe położenie w przestrzeni powstaje tzw. **kąt niezgodności**  $\Delta\beta = \beta_N - \beta_O \neq 0$ .

Oznacza to, że skojarzenia magnetyczne uzwojeń obu selsynów nie są, w tym przypadku jednakowe, w wyniku czego powstanie różnica między siłami elektromotorycznymi faz wirników. Wymusza ona prądy w ich uzwojeniach, które współdziałając z polem magnetycznym selsynów wytwarzają momenty elektromagnetyczne  $M_N$  i  $M_O$  nazywane synchronizującymi. Zgodnie z regułą Lenz'a momenty te działają tak, aby zmniejszyć kąt niezgodności  $\Delta\beta$  i doprowadzić wirniki selsynów do jednakowych położenia. Położenie wirnika nadajnika jest wymuszone przez impuls nadawczy, więc wirnik odbiornika obróci się o kąt  $\Delta\beta$ . Kąt  $\Delta\beta$  został więc bez mechanicznego sprzężenia przeniesiony na odległość. Jeśli moment oporowy na wale selsyna - odbiornika jest równy zeru jego wirnik powtórzyłby dokładnie ruch wykonany przez wirnik selsyna - nadajnika nie tylko przy wolnym obracaniu się, lecz i przy wirowaniu z określoną prędkością kątową. W rzeczywistości na wirnik odbiornika działa określony, chociaż niewielki, moment hamujący, składający się z momentów tarcia w łożyskach, w pierścieniach i w powietrzu i z momentu obciążenia (wskazówki obracającej się skali i inne). W związku z tym istnieje zawsze pewien błąd  $\Delta\beta$  przy przekazywaniu kąta. Selsyny różnych klas dokładności mają maksymalnie dopuszczalny kąt niezgodności w granicach od  $0,25^\circ$  do  $2,5^\circ$ . Moment maksymalny selsynów - odbiorników jest zwykle w granicach od 0,02 do 0,2 N.m.

W stanie wskaźnikowym pracują również selsyny różnicowe. Przekazują one sumę lub różnicę dwóch kątów nadawanych dwoma selsynami - nadajnikami.

W automatyce stosowane są również inne łącza selsynowe i stany pracy selsynów, które są omawiane w literaturze specjalistycznej.

Wadą omawianych powyżej selsynów, nazywanych jeszcze stykowymi, są styki ślizgowe, które zmniejszają niezawodność przy jednoczesnym powiększaniu błędu selsynowego. Takiej wady nie mają

selsyny bezstykowe - rozwiązanie konstrukcyjne stosunkowo nowe, coraz szerzej stosowane w praktyce.

#### 4.7. Asynchroniczne silniki trakcyjne

##### 4.7.1. Uwagi ogólne

Bezkomutatorowe silniki trakcyjne w różnych wykonaniach towarzyszą trakcji elektrycznej od bardzo dawna. Jakkolwiek stosowanie asynchronicznego silnika jednofazowego w roli trakcyjnego jest niemożliwe ze względu na brak momentu rozruchowego, możliwość wykorzystania prostych bezkomutatorowych maszyn trakcyjnych przyciągała i przyciąga dalej uwagę specjalistów szczególnie w ostatnich latach.

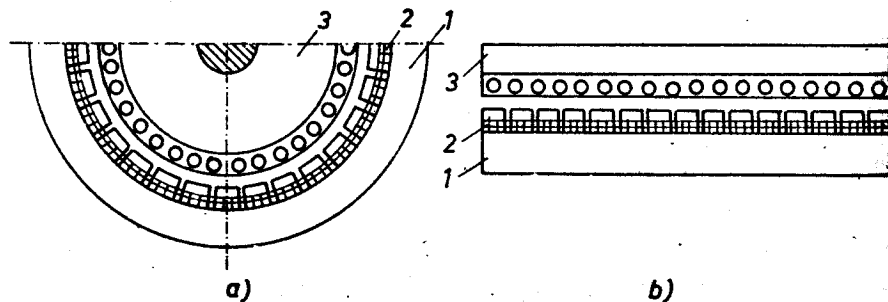
Początkowo stosowano silniki asynchroniczne trójfazowe, jak pierścieniowe tak i klatkowe, zasilane z sieci trójfazowej. Później realizowano napędy z silnikami trójfazowymi zasilanymi z przetwornic prądu jednofazowego w trójfazowy. Jako przetwornice stosowano klasyczny układ, składający się z silnika synchronicznego i trójfazowej prądniczy synchronicznej, układy z synchronicznymi lub asynchronicznymi przetwornicami faz, stworzony na Węgrzech układ "Cando" i inne.

W dzisiejszych czasach uważa się, że silniki bezkomutatorowe są najbardziej perspektywnymi jako silniki trakcyjne. Wiąże się to z dużymi osiągnięciami energoelektroniki. Stosuje się już nie tylko trójfazowe silniki trakcyjne, zasilane z odpowiednio sterowanych falowników, lecz i silniki synchroniczne z prostownikami. Bardzo wygodne pod względem trakcji są tzw. silniki liniowe i ich odmiana bezkomutatorowa - asynchroniczne silniki liniowe.

Najbardziej przydatne dla trakcji elektrycznej są silniki asynchroniczne klatkowe, ze względu na ich prostotę i niezawodność. Zasady stosowania tych silników w napędach trakcji, sposoby regulacji prędkości (obrotowej lub liniowej) i sposoby rozruchu są, ogólnie rzecz biorąc, takie same jak we wszystkich innych napędach i zostały już lub będą omawiane w innych częściach książki. Natomiast asynchroniczne silniki liniowe mają pewne specyficzne cechy, które są przedmiotem niniejszego rozdziału.

#### 4.7.2. Asynchroniczne silniki liniowe

Liniowe maszyny elektryczne charakteryzują się tym, że ich część ruchoma wykonuje ruch postępowy (liniowy) a nie wiruje. W wielu przypadkach liniową maszynę można traktować jako powstałą z maszyny wirującej, po jej przecięciu wzdłuż osi wału i rozwinięciu. Jej podstawowe cechy są podobne do cech wyjściowej maszyny wirującej.



Rys. 4.40. Powstanie maszyny liniowej: a - schemat konstrukcyjny wyjściowego silnika asynchronicznego, b - schemat strukturalny silnika liniowego

Na rysunku 4.40,a przedstawiono schemat konstrukcyjny normalnej, wirującej, klatkowej maszyny asynchronicznej, gdzie oznaczone: 1 - stojan, 2 - uzwojenie stojana, 3 - wirnik klatkowy. Po przekrojeniu w jednej płaszczyźnie wzdłuż osi i rozwinięciu, uzyskuje się schemat konstrukcyjny maszyny liniowej (rys. 4.40,b), gdzie: 1 - induktor, 2 - uzwojenie induktora, 3 - twornik. W tym przypadku podstawowe elementy konstrukcyjne mają już zupełnie inny kształt, uzwojenie induktora staje się podobne do schematów rozwiniętych maszyn wirujących przedstawionych w p.3.1.2. Nazwy podstawowych elementów zostały też zmienione. **I n d u k t o r e m** jest ta część maszyny, w której mieści się uzwojenie pierwotne, włączone do sieci zasilającej. Wirnika nie ma, ponieważ nie ma ruchu obrotowego, jest natomiast **t w o r n i k** - strona wtórna maszyny, w której indukowane są prądy wskutek indukcji magnetycznej. Jak można zauważyć, przyczyną zmiany nazw jest z jednej strony inny charakter ruchu, a z drugiej to, że bardzo często ruchomą częścią maszyny jest strona pierwotna, natomiast nieruchomą - część wtórna. Innymi słowy, nazewnictwo w tym przypadku jest jakby ogólniejsze.

Zasada działania indukcyjnej maszyny liniowej jest podobna do zasady działania maszyny wirującej. Przy zasilaniu uzwojenia induktora z sieci o symetrycznym napięciu, w szczelinie przytwornikowej maszyny powstaje pole magnetyczne wędrujące. Jego podstawową falę (harmoniczną) można przedstawić wzorem (3.67):

$$B = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right)$$

Prędkość tego pola wynosi (3.69):

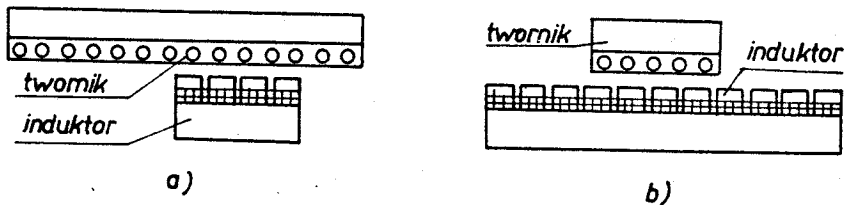
$$v_1 = 2\tau f,$$

W swoim ruchu pole wędrujące wymusza prądy w przewodach twornika. Skutkiem współdziałania prądów z polem magnetycznym jest siła elektromagnetyczna. Pod wpływem tej siły twornik rozpoczyna ruch postępowy z prędkością  $v$ .

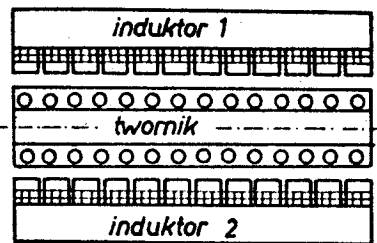
Tak samo jak przy maszynach wirujących można wprowadzić pojęcie poślizgu:

$$s = \frac{V_1 - v}{V_1}$$

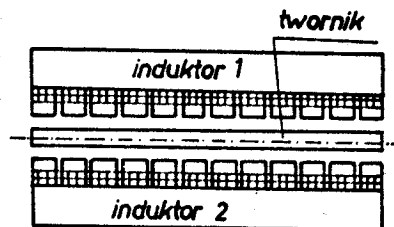
Jak widać z rysunku 4.40b po uruchomieniu jednej części maszyny, część nieruchoma dość szybko "się kończy" - część induktora zostaje nieprzykryta twornikiem lub odwrotnie. Skutkiem tego efektu jest zmniejszenie się siły elektromagnetycznej. Aby uniknąć tego efektu maszyny liniowe wykonuje się z krótkim induktorem i z wydłużonym twornikiem (rys. 4.41a) lub z krótkim twornikiem i z wydłużonym induktorem (rys. 4.41b). W powyższych rozwiązaniach występuje bardzo silny naciąg magnetyczny między induktorem a twornikiem, tej wady nie ma silnik liniowy o dwóch induktorach (rys. 4.42). Jest to liniowa maszyna z dwustronnym induktorem, w której nie będzie istniał jednostronny naciąg magnetyczny, jeżeli szczeliny powietrzne z obu stron twornika są jednakowe.



Rys. 4.41. Maszyna liniowa z krótkim induktorem (a) i maszyna z krótkim twornikiem (b)



Rys. 4.42. Silnik liniowy z dwustronnym induktorem

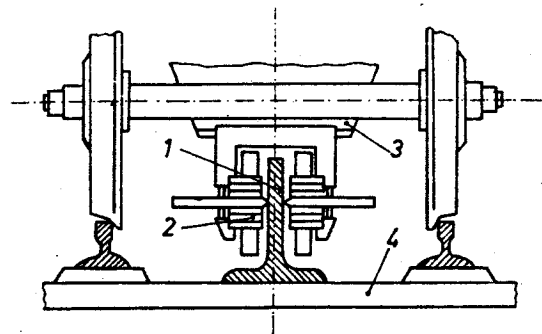


Rys. 4.43. Silnik liniowy z twornikiem w postaci szyny

W omawianych dotychczas przypadkach twornik wykonany jest na wzór wirnika klatkowego maszyny wirującej. Konstrukcja ta może być znacznie uproszczona, jeśli twornik zostanie wykonany w postaci szyny z materiału przewodzącego - z miedzi lub aluminium. Takie rozwiązanie jest pokazane na rysunku 4.43. Konstrukcja z rysunku 4.43 jest najbardziej przydatna dla liniowego silnika trakcyjnego.

Zasada działania indukcyjnej maszyny liniowej nie jest nowa - opublikowana została w r. 1895 i już w r. 1902 Alfred Zehden uzyskał patent "o zastosowaniu silnika z wędrującym polem dla trakcji pewnych środków transportu: koleje żelazne, tramwaje, sunnice i windy".

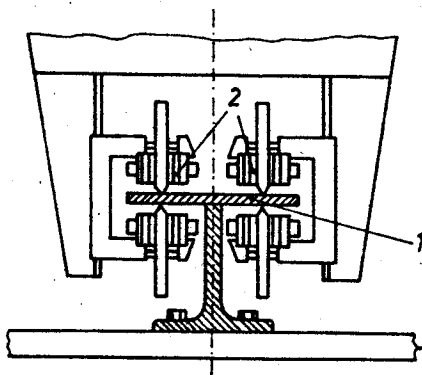
Na rysunku 4.44 pokazano przykładowo ułożenie silnika liniowego w pojeździe szynowym. Twornik (1) w postaci szyny o kształcie "T" przymocowany jest na podkładkach kolejowych lub na drodze (4). Induktor (2) wmontowany jest na ramie (3) wózka. Wadą tego rozwiązania konstrukcyjnego jest duża szczelina powietrzna między szyną a induktorem, konieczna do zapewnienia możliwości bocznych odchyień, szczególnie przy jeździe na zakrętach. Lepsze pod tym względem jest rozwiązanie z dwoma dwustronnymi induktorami (rys. 4.45). W tym przypadku powstają problemy związane z nieuniknionymi nierównościami drogi, wtedy kiedy przesunięcia między induktorem



Rys. 4.44. Wózek pojazdu szynowego z jednym silnikiem liniowym o dwustronnym induktorze

a twornikiem są pionowe. Najlepsze efekty zastosowania silników liniowych osiąga się przy pojazdach szynowych, pracujących z tzw. poduszką powietrzną lub magnetyczną.

Charakterystyczne cechy liniowych silników asynchronicznych stosowanych w trakcji są:

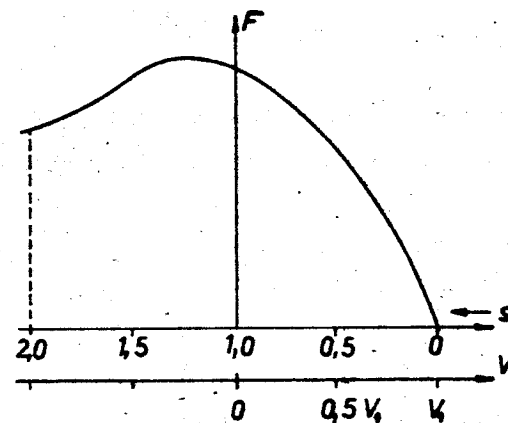


Rys. 4.45. Wózek pojazdu szynowego ze zdwojonym silnikiem liniowym o dwóch dwustronnych induktorach

1. Silniki mają dużą szczelinę powietrzną. Prowadzi to do powiększenia prądu magnesującego i mocy magnesującej, z powodu czego silnie spadają współczynnik mocy  $\cos \varphi$  i sprawność maszyny  $\eta$ . Wartości tzw. współczynnika energetycznego  $\eta \cos \varphi$  mogą być nawet bardzo małe (do około 0,2).

2. Trudności przy zasilaniu napięciem wielofazowym. Trudności tych unika się przy stosowaniu statycznych półprzewodnikowych przetworników faz i częstotliwości, przy czym problemy wykorzystania mocy  $(\eta \cos \varphi)$  potęgują się.

3. W trakcie pracy silnika trakcyjnego, jeden z jego podstawowych elementów (twornik z przykładu na rys. 4.41, a) ciągle "ogrzewa się", ponieważ jest wielokrotnie dłuższy od drugiego, co gwarantuje dobre warunki chłodzenia tej części maszyny. Pozwala to na pracę przy dużych poślizgach (do 0,2) i uzyskiwanie dużych sił pociagowych nawet przy niekorzystnych wartościach sprawności. Dobre chłodzenie twornika daje możliwość wykonywania go z dość dużą rezystancją i tym samym zmniejszenia jego masy i ceny.



Rys. 4.46. Charakterystyka mechaniczna trakcyjnego silnika liniowego

4. Przenoszenie siły pociągowej bez stosowania przekładni.  
5. Właściwa charakterystyka pociągowa  $F=f(s)$  i  $F=f(v)$ , która jest odpowiednikiem charakterystyki mechanicznej  $M=f(s)$  lub  $M=f(v)$ . Maksimum tej funkcji ma miejsce przy dużych poślizgach (rys. 4.46), ponieważ twornik (część wtórna) ma dużą rezystancję. Tym samym siła rozruchowa  $F_r(s=1)$  ma dużą wartość, a sama charakterystyka ma przebieg bardzo przydatny do celów trakcji.

6. Znaczna wartość siły hamującej przy hamowaniu przechodzącym (zob. p. 8.6.2.2.). Widac to z rysunku 4.46. przy poślizgach stanu hamulcowego ( $1 < s < 2$ ).



## 5. MASZYNY SYNCHRONICZNE

### 5.1. Budowa i zasada działania maszyny synchronicznej

#### 5.1.1. Budowa maszyn synchronicznych

Maszyna synchroniczna jest maszyną prądu przemiennego, której prędkość obrotowa wirnika jest bezpośrednio związana z częstotliwością  $f_1$  uzwojenia stojana.

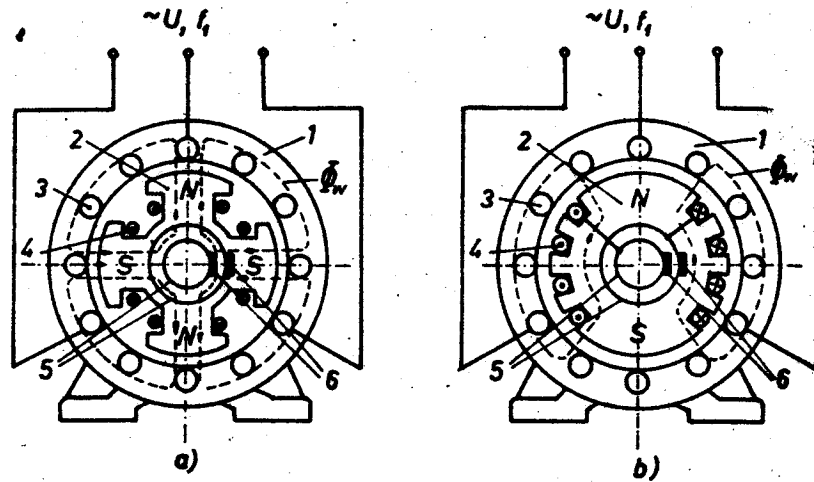
Maszyna synchroniczna, jak każda maszyna wirująca, ma dwie podstawowe części - stator (stojan) i rotor (wirnik) ze szczeliną powietrzną między nimi.

Stojan składa się z pakietów blachy elektrotechnicznej z wytłoczonymi żłobkami o odpowiednim kształcie (rys. 3.1, b, c). W żłobkach układa się symetrycznie uzwojenie trójfazowe, w zasadzie takie same, jak uzwojenie pierwotne maszyny asynchronicznej. Stojan razem z uzwojeniem, w którym indukuje się siła elektromotoryczna maszyny, przyjęto nazywać **twornikiem**, a jego uzwojenie - **uzwojeniem twornika**. Twornik znajduje się w specjalnej obudowie metalowej, która przy maszynach małej mocy jest podobna do kadłuba maszyny asynchronicznej. Konstrukcja nośna maszyn dużej mocy ma konfigurację i budowę przystosowaną do rodzaju napędu i miejsca, w którym maszyna będzie pracowała.

Wirnik maszyny synchronicznej zawiera elementy biorące udział w wytwarzaniu głównego pola magnetycznego maszyny. W związku z tym nosi on nazwę **induktora** (magneśnicy). Podstawowym elementem wirnika są bieguny, które mogą być wzbudzone elektrycznie (bieguny elektromagnetyczne) lub wykonane z magnesów trwałych. Istnieje też kategoria maszyn synchronicznych, w wirnikach których nie wytwarza się pole magnetyczne - są to tzw. maszyny reaktywne (reluktancyjne). Najszersze zastosowanie mają jednak maszyny o wzbudzeniu elektromagnetycznym. Uzwojenia wytwarzające pole umieszcza się na biegunach wydalnych (rys. 3.1, c) lub układa się w żłobkach tak, aby wytwarzały pole magnetyczne o określonej liczbie biegunów (rys. 3.1, d). Bieguny i pozostałe elementy wirnika wykonuje się zwykle ze stali litej. Uzasadnieniem tej konstrukcji jest fakt, że pole wypadkowe ma stałą wartość i jest ono nieruchome względem wirnika.

W zależności od konstrukcji wirnika, maszyny synchroniczne bywają **jawnobiegunowymi** (z biegunami wydalnymi) i **zbiegunami utajonymi** (maszyny niejawnobiegunowe, nazywane są nawet cylindrycznymi). Układy elektromagnetyczne tych dwóch typów maszyn synchronicznych pokazano na rysunku 3.1. Maszyny o małych prędkościach obrotowych wirnika buduje się z biegunami wydalnymi. Są to zazwyczaj hydrogeneratory lub silniki synchroniczne. Bieguny utajone mają maszyny wysokoobrotowe ( $n = n_1 = 1500, 3000 \text{ min}^{-1}$ ). Takimi maszynami są turbogeneratory, wykonywane z liczbą biegunów  $2p = 4$  i  $2p = 2$ .

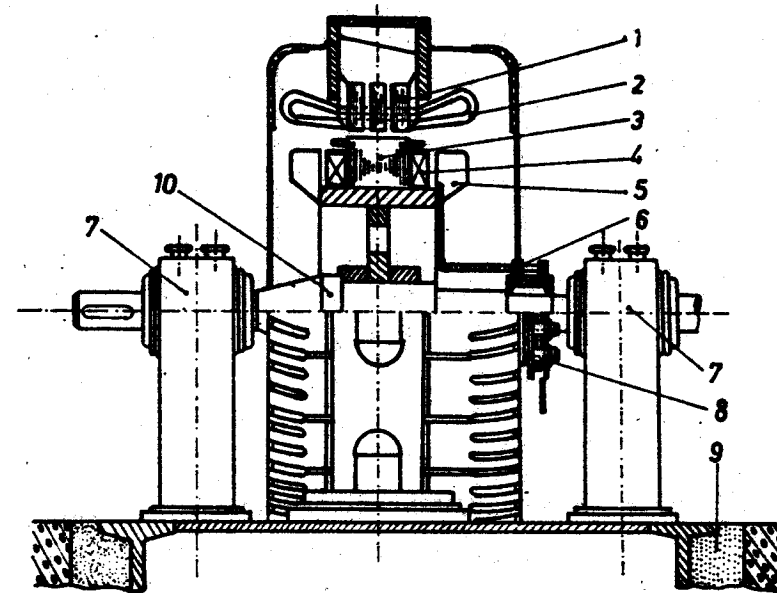
Pole magnetyczne wytworzone w induktorze maszyny synchronicznej jest stałe w czasie. Wymuszane jest prądem stałym dostarczanym ze specjalnej prądnicy nazywanej wzbudnicą, lub z prostownika. Uzwojenie wytwarzające pole magnetyczne induktora nazywane jest **uzwojeniem wzbudzenia**. Zasilanie uzwojenia induktora odbywa się



Rys. 5.1. Schemat strukturalny maszyny synchronicznej: a - maszyna z biegunami wydatnymi, b - maszyna z biegunami utajonymi, 1 - stojan (twornik), 2 - wirnik (induktor), 3 - uzwojenie twornika, 4 - uzwojenie wzbudzenia, 5 - pierścienie ślizgowe, 6 - szczotki

za pomocą pierścieni umieszczonych na wale i połączonych z uzwojeniem oraz szczotek, połączonych ze źródłem. Kształt biegunów maszyny synchronicznej jest taki, aby pole nimi wytworzone miało rozkład przestrzenny bliski sinusoidalnemu.

Na rysunku 5.2 pokazano schematyczny przekrój podłużny wolnoobrotowej maszyny synchronicznej, wzbudzonej prądnicą prądu stałego zamontowaną na tym samym wale (poza zasięgiem rysunku).



Rys. 5.2. Schemat konstrukcji wolnoobrotowej maszyny synchronicznej, 1 - rdzeń stojana, 2 - uzwojenie stojana, 3 - rdzeń induktora, 4 - uzwojenie induktora, 5 - łopatki wentylatora, 6 - pierścienie ślizgowe, 7 - łożyska, 8 - aparat szczotkowy, 9 - fundament, 10 - wał

#### 5.1.2. Zasada działania maszyny synchronicznej

Induktor maszyny synchronicznej, z prądem stałym płynącym w jego uzwojeniu, wytwarza stałe pole magnetyczne o prawie sinusoidalnym rozkładzie na przestrzeni podziałki biegunowej. Przy obracaniu się induktora ze stałą prędkością obrotową  $n$  jego pole magnetyczne przecina przewody uzwojenia twornika i indukuje w nich napięcie sinusoidalne o częstotliwości

$$f_1 = pn$$

$$(5.1)$$

Jeżeli w uzwojeniu twornika maszyny synchronicznej popłynie prąd przemienny o częstotliwości  $f_1$  w wyniku jego działania powstaje wirujące pole magnetyczne. Prędkość obrotowa tego pola będzie wynosić:

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (5.2)$$

Ponieważ liczba par biegunów twornika i induktora jest taka sama ( $p$ ), z porównania powyższych wzorów wynika, że

$$n = n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (5.3)$$

Z równania (5.3) można wywnioskować, że w uzwojeniu twornika maszyny synchronicznej indukuje się siła elektromotoryczna o częstotliwości  $f_1$  tylko wtedy, kiedy jej wirnik wiruje z prędkością  $n = n_1$ , taką samą jaka jest prędkość pola wirującego wymuszonego prądem o częstotliwości  $f_1$ . Zjawisko to potwierdza się przy samodzielnej pracy maszyny synchronicznej w stanie pracy prądnicowej. Wtedy częstotliwość prądu obciążenia jest równa częstotliwości siły elektromotorycznej twornika, a wymuszona tym prądem SMM uzwojenia twornika będzie wirowała z prędkością wirnika. Z tego synchronizmu między prędkościami wirnika i pola wirującego twornika pochodzi nazwa maszyny synchronicznej. Synchronizm ten jest jednocześnie podstawową różnicą między zasadami działania maszyn synchronicznej i asynchronicznej tym bardziej, że pole magnetyczne stojana i wirnika zarówno maszyny synchronicznej, jak i asynchronicznej wirują z jednakową prędkością obrotową i tworzą jedno jedyné pole wypadkowe.

Maszyna synchroniczna może pracować w trzech stanach roboczych - jako prądnicą (generator), silnik i kompensator. Najczęściej

pracuje ona jako prądnicą. Generatory synchroniczne są podstawowym przetwornikiem energii mechanicznej w elektryczną we współczesnych systemach elektroenergetycznych. Jako silnik maszyna synchroniczna jest stosowana stosunkowo rzadko, głównie z powodu wyższej ceny niż cena silnika asynchronicznego. Maszyna synchroniczna wykorzystywana jest również jako generator mocy biernej w układach energetycznych. Nazywa się ją wtedy kompensatorem. Maszyny synchroniczne wykonuje się w różnych wersjach konstrukcyjnych, w dużym zakresie mocy i stosuje się je szeroko tak w energetyce, jak i w automatyce.

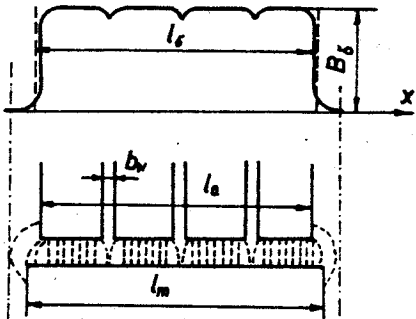
## 5.2. Pole magnetyczne maszyny synchronicznej

### 5.2.1. Uwagi ogólne

Pole magnetyczne wymuszane prądami płynącymi w uzwojeniach maszyny synchronicznej jest skomplikowane. Jego przestrzenny rozkład w poszczególnych częściach maszyny jest bardzo zróżnicowany. Główną częścią tego pola, skojarzoną jednocześnie z uzwojeniami stojana i wirnika jest pole magnetyczne indukcji wzajemnej tych uzwojeń. Razem z nim istnieją też pola magnetyczne skojarzone tylko z poszczególnymi uzwojeniami. Są to pola rozproszenia (indukcji własnej).

Z punktu widzenia podstawowego procesu elektromagnetycznego w maszynie elektrycznej największe znaczenie ma pole magnetyczne indukcji wzajemnej w szczelinie przytwornikowej. Rozkład pola magnetycznego wzdłuż przewodów (tzn. wzdłuż osi maszyny) nie odgrywa decydującej roli przy wyznaczaniu SEM i siły elektromagnetycznej. Ważniejsza jest jego wartość całkowita. W związku z tym rzeczywisty rozkład pola magnetycznego indukcji wzajemnej wzdłuż osi maszyny zastępuje się rozkładem obliczeniowym. Przyjmuje się w tym

przypadku, że wartość indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej jest stałą, przy czym pole prostokąta zastępczego powinno być równe polu nieregularnej figury geometrycznej, zamkniętej między krzywą rzeczywistej indukcji magnetycznej a osią odciętych (rys.5.3).



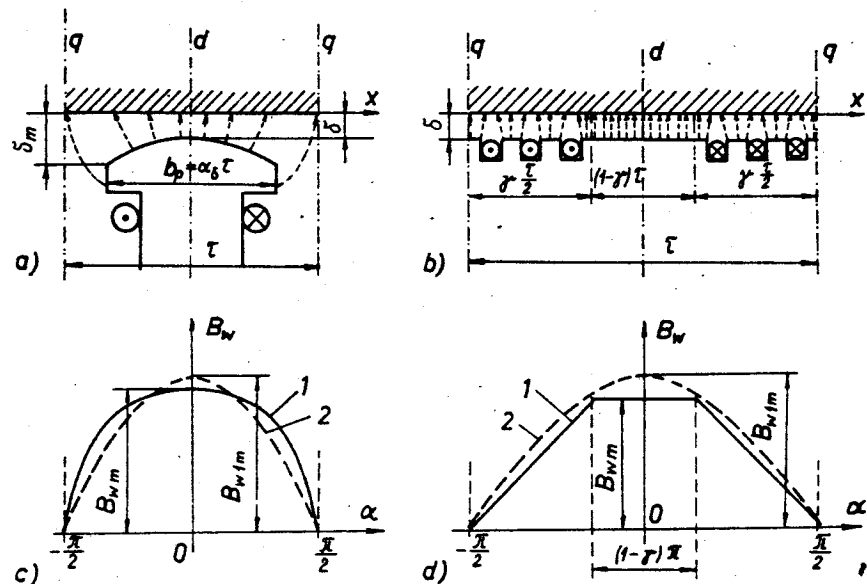
Rys.5.3. Rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej wzdłuż osi maszyny

W tym przypadku długość zastępczego prostokąta  $l_g$  jest już różna od długości czynnej maszyny  $l_a$ . Długość  $l_g$  nosi nazwę długości obliczeniowej maszyny. Powyższe założenie daje możliwość traktowania pola magnetycznego maszyny synchronicznej jako pola płaskiego. Przy wyznaczaniu i obliczaniu takiego pola wystarczy przeanalizować dowolny przekrój poprzeczny maszyny.

Pole magnetyczne w szczelinie przytwornikowej maszyny synchronicznej jest wynikiem wspólnego działania prądów twornika i induktora (magneśnicy). Jeżeli przyjmie się, że przenikalność magnetyczna obwodu magnetycznego jest w przybliżeniu wielkością stałą, analizę tego pola można przeprowadzić stosując zasadę superpozycji, ważnej tylko dla układów liniowych. Oznacza to, że pole magnetyczne indukcji wzajemnej w szczelinie powietrznej maszyny może być traktowane jako suma dwóch oddzielnie powstałych pól - pola uzwojenia wzbudzenia oraz pola uzwojenia twornika.

### 5.2.2. Pole magnetyczne uzwojenia wzbudzenia

Na rysunku 5.4 przedstawiono obraz pola magnetycznego wzbudzanego prądem uzwojenia induktora maszyny jawnobiegunowej (rys.5.4a) i maszyny z biegunami utajonymi (rys.5.4b). Charakterystyczną cechą pola magnetycznego w przekroju poprzecznym maszyny jest jego okresowość, w związku z czym analizuje się tylko obszar jednej podziałki biegunowej. Przy tym zakłada się, że twornik maszyny jest gładki. Wpływ zębów uwzględnia się obliczeniową długością szczeliny powietrznej  $\delta'$  większą od rzeczywistej  $\delta$  ( $\delta' > \delta$ ). Związek między wartościami  $\delta$  i  $\delta'$  realizowany jest przy



Rys.5.4. Pole magnetyczne uzwojenia wzbudzenia

pomocy tzw. współczynnika zwiększenia szczeliny powietrznej wskutek użębienia (współczynnik Cartera)  $k_{\delta}$ :

$$\delta' = k_{\delta} \delta \quad (5.4)$$

Współczynnik Cartera uwzględnia zmniejszenie permeancji szczeliny powietrznej wskutek istnienia żłobków ( $\mu = \mu_0$ ), więc zawsze  $k_{\delta} > 1$ .

Na rysunku 5.4,c pokazano przebieg przestrzennego rozkładu indukcji magnetycznej pola wzbudzenia  $B_w$  (linia 1) maszyny o biegunach wydatnych, natomiast na rysunku 5.4,d -  $B_w$  maszyny cylindrycznej. Mimo starań konstruktorów krzywa indukcji magnetycznej  $B_w$  nie jest czystą sinusoidą. Pole magnetyczne uzwojenia wzbudzenia może być przedstawione sumą podstawowej (krzywa 2) i wyższych harmonicznych, indukujących w uzwojeniu twornika odpowiednio podstawową i wyższe harmoniczne siły elektromotorycznej. W teorii maszyn synchronicznych uwzględnia się na ogół tylko podstawową harmoniczną SEM twornika, w związku z czym przyjmuje się, że strumieniem indukcji wzajemnej jest podstawowa harmoniczna pola wzbudzenia. Wyższe harmoniczne SEM, dzięki stosowanym rozwiązaniom konstrukcyjnym są bardzo małe, lub wcale ich nie ma.

Amplitudę podstawowej harmonicznej indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej można wyznaczyć stosując analizę Fouriera odnośnie krzywej 1 (rys.5.4,c,d):

$$B_{wm1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} B_{\delta}(\alpha) \cos \alpha d\alpha = k_w B_{wm} \quad (5.5)$$

Wyznaczanie współczynnika  $k_w$ , nazywanego współczynnikiem kształtu pola wzbudzenia jest stosunkowo trudne. Obraz pola wzbudzenia, więc i współczynnik kształtu  $k_w$ , maszyny jawnobiegunowej zależy od stosunków  $\frac{\delta_m}{\delta}$ ,  $\frac{\delta}{\tau}$

i od współczynnika wypełnienia podziałki biegunowej  $\alpha_{\delta} = \frac{b_p}{\tau}$  to znaczy

$$k_w = \frac{B_{wm1}}{B_{wm}} = f\left(\frac{\delta_m}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}, \alpha_{\delta}\right) \quad (5.6)$$

Przy maszynach cylindrycznych powyższa zależność (dzięki stałej szczelinie powietrznej) jest bardziej prosta. Wyznacza się ją poprzez wielkość  $\tau$ , wyrażaną stosunkiem długości nawiniętej części wirnika do jego całego obwodu (rys.5.4,b,d).

Amplituda indukcji magnetycznej wynosi

$$B_{wm} = \frac{\mu_0}{\delta'} F_{w\delta} \quad (5.7)$$

W równaniu (5.7)  $F_{w\delta}$  jest siłą magnetomotoryczną uzwojenia wymuszającą przepływ strumienia magnetycznego przez szczelinę powietrzną:

$$F_{w\delta} = F_w - F_{ws} = \frac{F_w}{k_{\mu d}} \quad (5.8)$$

Współczynnik

$$k_{\mu d} = \frac{F_w}{F_w - F_{ws}} = \frac{F_{w\delta} + F_{ws}}{F_{w\delta}} = 1 + \frac{F_{ws}}{F_{w\delta}} \quad (5.9)$$

nazywany jest współczynnikiem nasycenia osi podłużnej<sup>\*</sup> maszyny. Uwzględnia on spadek napięcia magnetycznego  $F_{ws}$  w pozostałych odcinkach (oprócz szczeliny powietrznej) obwodu magnetycznego.

<sup>\*</sup> W teorii maszyn synchronicznych i maszyn prądu stałego przyjęto, nazywać osią podłużną (d) maszyny osi jej biegunów, natomiast osią poprzeczną (q) linię symetrii między sąsiednimi biegunami. Każda maszyna ma więc taką liczbę par osi, jaka jest jej liczba par biegunów p.

Siłę magnetomotoryczną uzwojenia wzbudzenia maszyny synchronicznej (na jeden biegun) wyraża wzór

$$F_w = \frac{Z_w I_w}{2p} \quad (5.10)$$

gdzie  $Z_w$  jest liczbą szeregowo połączonych zwojów uzwojenia wzbudzenia, natomiast  $I_w$  - prąd wzbudzenia.

Amplitudę podstawowej harmonicznej indukcji magnetycznej pola uzwojenia wzbudzenia  $B_{wm1}$  można wyznaczyć, wykorzystując równania (5.5), (5.7) i (5.8):

$$B_{wm1} = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{F_w k_w}{k_g k_{\mu d}} \quad (5.11)$$

Strumień magnetyczny podstawowej harmonicznej pola wzbudzenia odwzorowuje znana zależność:

$$\Phi_{wm} = \frac{2}{\pi} B_{wm1} \tau l_g \quad (5.12)$$

która po uwzględnieniu <sup>z równania</sup> (5.11) i (5.10) przyjmuje następujący, ostateczny już kształt:

$$\Phi_{wm} = \frac{\mu_0 \tau l_g}{\pi \delta k_g k_{\mu d}} \cdot \frac{Z_w I_w}{p} k_w \quad (5.13)$$

Równanie (5.13) jest ważne dla maszyny zarówno o biegunach wydających, jak i utajonych.

Siłę elektromotoryczną indukcji wzajemnej, indukowaną powyższym strumieniem magnetycznym w uzwojeniu twornika, można ustalić eksperymentalnie przy biegu jałowym prądnicy synchronicznej. Z tego powodu tę SEM oznacza się literą  $E_0$ . Określa ją znany wzór

$$E_0 = \pi \sqrt{2} f_z k_u \Phi_{wm}$$

W powyższym wzorze  $Z$  jest liczbą szeregowo połączonych zwojów jednej fazy twornika, natomiast  $k_u = k_y k_q$  jest współczynnikiem uzwojenia dla podstawowej harmonicznej strumienia magnetycznego.

### 5.2.3. Pole magnetyczne uzwojenia twornika

Prąd uzwojenia twornika wymusza pole magnetyczne, które jest polem indukcji wzajemnej. Pole to nazywa się polem reakcji twornika. Pole reakcji twornika wyznacza się najłatwiej w przypadku maszyny o biegunach utajonych. Pole takiego typu wzbudza również uzwojenia maszyn asynchronicznych.

Indukcję magnetyczną  $B_a$  pola reakcji twornika w szczelinie powietrznej maszyny cylindrycznej można określić za pomocą równania (5.7). Wystarczy podstawić zamiast  $F_{w\delta}$  siłę magnetomotoryczną uzwojenia twornika, dokładniej tę jej część  $F_{a\delta}$ , która jest potrzebna do wymuszenia przepływu strumienia magnetycznego przez szczelinę powietrzną:

$$B_{am1} = \frac{\mu_0}{\delta} F_{a\delta} = \frac{\mu_0}{\delta k_g k_{\mu}} F_a \quad (5.14)$$

W powyższym równaniu, podobnie jak w (5.8)

$$F_{a\delta} = \frac{F_a}{k_{\mu}} \quad (5.15)$$

gdzie  $k_{\mu}$  jest to współczynnik nasycenia obwodu magnetycznego, natomiast  $F_a$  - amplituda podstawowej harmonicznej SMM uzwojenia twornika (równanie 3.73 przy  $\nu = 1$ ):

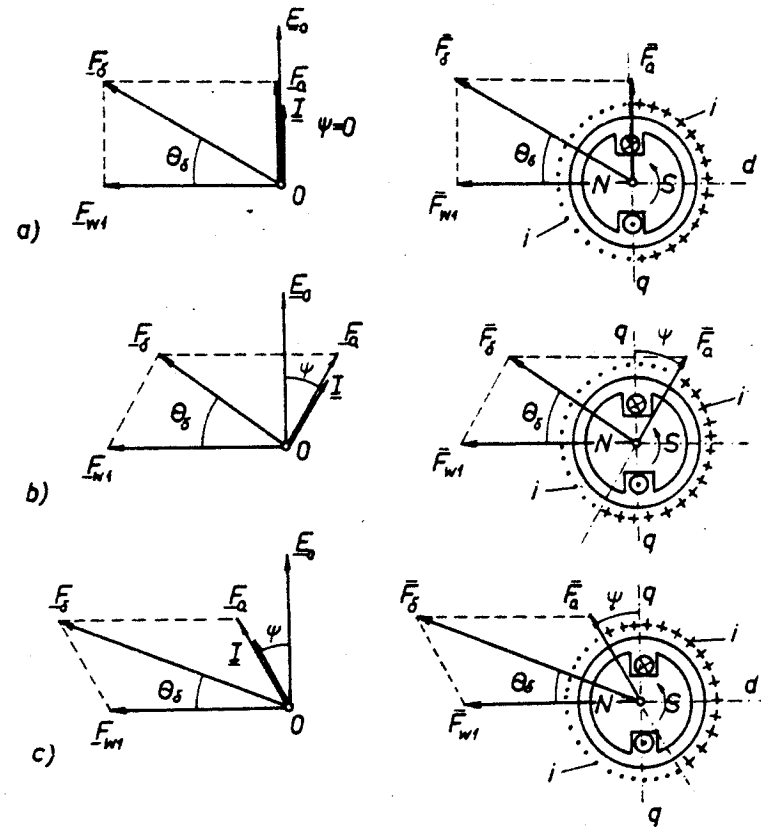
$$F_a = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{Z k_u}{p} I \quad (5.16)$$

Doświadczenia praktyczne wykazały, że SMM wyższych harmonicznych są pomijalnie małe. W związku z tym pod pojęciem pole reakcji twornika maszyny synchronicznej należy rozumieć pole podstawowej harmonicznej SMM uzwojenia twornika. Dlatego też przy oznaczaniu opuszcza się indeks "1".

Wykonane analizy wskazują, że rozkład indukcji magnetycznej  $B_a$  w szczelinie powietrznej maszyn niejawnobiegunowych można utożsamiać z przebiegiem przestrzennym SMM  $F_a$  po obwodzie twornika. Należy więc stwierdzić, że przy przyjętych już założeniach, indukcja magnetyczna pola reakcji twornika ma charakter sinusoidalny.

Jeżeli układ prądów twornika jest symetryczny, fala siły magnetomotorycznej uzwojenia  $F_a$  będzie nieruchoma względem wirnika maszyny i jego SMM  $F_w$ . Położenie przestrzenne osi tych dwóch sił magnetomotorycznych zależy od charakteru obciążenia, tzn. od kąta przesunięcia fazowego  $\psi$  między siłą elektromotoryczną  $E_0$  indukowaną w uzwojeniu twornika przez pole magnetyczne wzbudzenia a prądem płynącym w tym uzwojeniu.

SEM  $E_0$  jest opóźniona w czasie o kąt  $\frac{\pi}{2}$  w stosunku do podstawowej harmonicznej SMM  $F_{w1}$  ( $F_{w1} = k_w F_w$ ). Ilustracją tego jest rysunek 5.5, na którym w jego lewej części przedstawiono uzależnienia czasowe między wielkościami. W prawej zaś części rysunku pokazano zależność przestrzenną między SMM wzbudzenia ( $\bar{F}_{w1}$ ) i twornika ( $\bar{F}_a$ ). Dla odróżnienia od czasowych SMM ( $F_{w1}$  i  $F_a$ ), przestrzenne SMM oznaczono kreską nad literą ( $\bar{F}_{w1}$  i  $\bar{F}_a$ ). Analizę przestrzenną przeprowadzono na przykładzie maszyny dwubiegunowej pracującej w stanie generatora. Zgodnie z (5.16), siła magnetomotoryczna  $F_a$  jest w fazie z prądem  $I$ . Oznacza to, że gdy prąd określonej fazy przechodzi przez swoją amplitudę, osi siły magnetomotorycznej uzwojenia twornika  $F_a$  będzie pokrywała się z osią tej fazy.



Rys.5.5. Wykresy wektorowe SMM dwubiegunowej maszyny synchronicznej dla różnych obciążeń: a - obciążenie czynne, b - obciążenie czynno-indukcyjne, c - obciążenie czynno-pojemnościowe

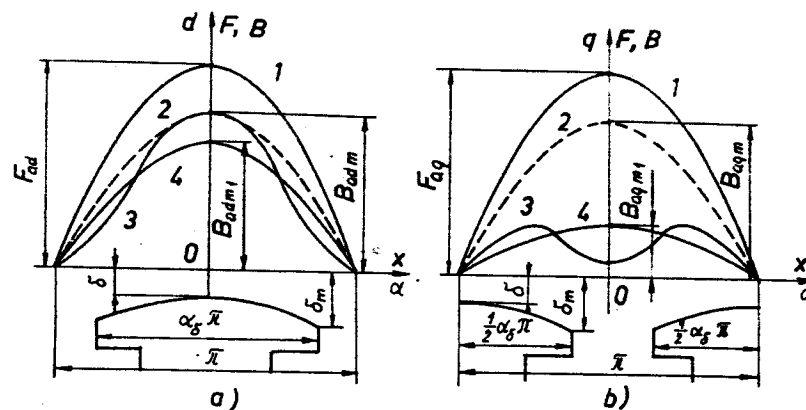
Przy  $\psi = 0$  (rys.5.5,a) wirujący wektor przestrzenny  $\bar{F}_a$  jest opóźniony względem wektora  $\bar{F}_{w1}$  o kąt  $\frac{\pi}{2}$ , ponieważ SEM i prądy wszystkich przewodów znajdujących się w prawo od osi poprzecznej, biegunów  $q - q$  są skierowane od obserwatora w stronę rysunku, natomiast pozostałe - odwrotnie. Kierunek siły elektromotorycznej określa się regułą prawej dłoni. Jeżeli prąd  $I$  jest opóźniony

względem SEM  $E_0$  o dowolny kąt  $\psi$  (rys.5.5(b)), wektor przestrzenny  $\vec{F}_a$  będzie przesunięty w stosunku do wektora  $\vec{F}_{w1}$  o kąt  $\frac{\pi}{2} + \psi$ . Przyczyną tej nowej sytuacji przestrzennej jest fakt, że prądy w przewodach, znajdujących się w granicach kąta przestrzennego  $\psi$  mierzonego od osi poprzecznej  $q - q$ , zmieniają później swój kierunek. Jeżeli prąd  $I$  wyprzedza SEM  $E_0$  o kąt  $\psi$  (rys.5.5(c)) wektor  $\vec{F}_a$  będzie opóźniony względem  $\vec{F}_{w1}$  o kąt  $\frac{\pi}{2} - \psi$  ponieważ z powodu wyprzedzenia czasowego, prądy w obszarze kąta przestrzennego  $\psi$  zmieniają wcześniej swój kierunek niż SEM. Przy  $2p > 2$  kąty przestrzenne będą różniły się od kątów elektrycznych zgodnie ze znaną zależnością  $\alpha_g = \frac{\alpha}{p}$  (3.10).

Z przeprowadzonej analizy można sformułować następujące wnioski. Przy  $\psi = 0$  wirujące pole magnetyczne reakcji twornika jest w przestrzeni maszyny zawsze prostopadłe do osi biegunów i pola magnetycznego wzbudzenia. Jeśli charakter obciążenia jest taki, że kąt  $\psi$  wynosi  $\psi = \frac{\pi}{2}$ , oś pola reakcji usytuowana jest, wirując, zawsze wzdłuż osi biegunów, z tym że oba te pola są sobie przeciwne. Odwrotnie jest przy  $\psi = -\frac{\pi}{2}$ . W przypadku, gdy pole reakcji twornika jest prostopadłe do osi biegunów, przyjęto reakcję twornika nazywać *p o p r z e c z n ą*, natomiast wtedy, kiedy jest wzdłuż osi biegunów - *p o d ł u ż n ą*.

W przypadku równomiernej szczeliny powietrznej (maszyna z biegunami utajonymi) ten rozkład przestrzenny sił magnetomotorycznych wzbudzenia i twornika nie stwarza trudności przy obliczaniu pola magnetycznego maszyny. Indukcja pola w szczelinie, która jest wynikiem współdziałania dwóch SMM  $\vec{F}_{w1}$  i  $\vec{F}_a$ , ma symetryczny przestrzenny rozkład, bliski sinusoidalnemu niezależnie od wartości kąta  $\psi$ .

Obliczenie pola magnetycznego reakcji twornika maszyn jawno-biegunowych jest utrudnione. Przebieg przestrzenny indukcji magnetycznej z powodu nierównomiernej szczeliny powietrznej nie jest

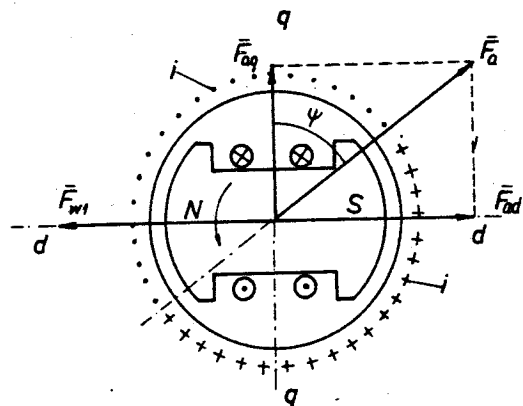


Rys.5.6. Pole magnetyczne reakcji twornika wzdłuż osi podłużnej (a) i wzdłuż osi poprzecznej (b) maszyny jawno-biegunowej:  
1 - SMM, 2 -  $B = f(x)$  przy  $\delta = \text{const}$ , 3 -  $B = f(x)$  przy  $\delta \neq \text{const}$ , 4 -  $B_1 = f(x)$

sinusoidalny, mimo że SMM  $F_a$  ma sinusoidalny charakter. Stwierdzenie to ilustruje rysunek 5.6, na którym przedstawiono krzywe indukcji magnetycznej  $B_a$  reakcji twornika dla dwóch granicznych przypadków przy  $\psi = 0$  i  $\psi = \frac{\pi}{2}$  - przy tej samej wartości SMM  $F_a$ .

Z powodu wyżej wymienionego utrudnienia, pole magnetyczne reakcji twornika maszyny z biegunami wydatnymi analizuje się przy zastosowaniu zasady superpozycji. Sinusoidalną falę siły magnetycznej  $F_a$  rozkłada się na dwie składowe, których amplitudy skierowane są wzdłuż osi symetrii magnetycznej induktora  $d$  i  $q$ . Składowa zgodna z osią  $d$  nazywa się składową podłużną reakcji twornika -  $F_{ad}$ , lub prościej - podłużną reakcją twornika, natomiast składową zgodną z osią poprzeczną  $q$  induktora - reakcją poprzeczną -  $F_{aq}$ .





Rys.5.7. Podłużna i poprzeczna SMM reakcji twornika

Na rysunku 5.7 pokazano rozkładanie SMM reakcji twornika maszyny o  $2p = 2$  i  $\psi > 0$ . Z rysunku widać, że

$$F_{ad} = F_a \sin \psi \quad (5.17)$$

$$F_{aq} = F_a \cos \psi$$

Wygoda przedstawiania fali SMM  $F_a$  przez dwie składowe - wzdłuż osi  $d$  i  $q$  - polega na tym, że przy analizie pola magnetycznego maszyny wystarczy zbadać tylko dwa obrazy pola - wzdłuż osi  $d$  (rys.5.6(a)) i wzdłuż osi  $q$  (rys.5.6(b)), za pomocą których wyznacza się pole wypadkowe przy dowolnych wartościach  $F_a$  i  $\psi$ .

Przy analizowaniu procesu elektromagnetycznego w maszynie operuje się normalnie podstawowymi harmonicznymi pola reakcji (podłużnej i poprzecznej) twornika. Ich amplitudy określa się przedstawiając krzywe indukcji (rys.5.6) szeregiem Fouriera, podobnie jak (5.5):

$$B_{adm1} = k_{ad} B_{adm} \quad (5.18)$$

$$B_{aqm1} = k_{aq} B_{aqm}$$

Końcowe wzory amplitud indukcji magnetycznych pól podłużnej i poprzecznej reakcji twornika, po uwzględnieniu (5.14), uzyskują postać:

$$B_{adm1} = \frac{\mu_0}{\delta} k_{\sigma} k_{\mu d} F_{ad} k_{ad} \quad (5.19)$$

$$B_{aqm1} = \frac{\mu_0}{\delta} k_{\sigma} k_{\mu q} F_{aq} k_{aq}$$

Współczynniki  $k_{ad}$  i  $k_{aq}$  są współczynnikami kształtu krzywej pola wzdłuż osi podłużnej  $d$  i poprzecznej  $q$ . Ich skrócona nazwa brzmi: współczynnik podłużnej odpowiednio poprzecznej reakcji twornika. Współczynniki reakcji twornika są funkcjami trzech parametrów geometrycznych -  $\alpha_{\delta}$ ,  $\frac{\delta_m}{\delta}$ ,  $\frac{\delta}{\tau}$ . Wyznacza się je zwykle z już obliczonych krzywych i nomogramów, sporządzonych na podstawie parametrów gotowych maszyn. Współczynniki  $k_{\mu d}$  i  $k_{\mu q}$  są współczynnikami nasycenia wzdłuż osi  $d$  i osi  $q$ .

Strumienie magnetyczne obu reakcji twornika oblicza się na podstawie już określonej indukcji magnetycznej (5.18 i 5.19):

$$\phi_{adm} = \frac{2}{\pi} B_{adm1} \tau l_{\sigma} = \frac{2}{\pi} B_{adm} \tau l_{\sigma} k_{ad} \quad (5.20)$$

$$\phi_{aqm} = \frac{2}{\pi} B_{aqm1} \tau l_{\sigma} = \frac{2}{\pi} B_{aqm} \tau l_{\sigma} k_{aq}$$

Strumienie magnetyczne reakcji twornika wirują z prędkością wirnika i indukują w uzwojeniu twornika siły elektromotoryczne samoindukcji

$$E_{ad} = \pi \sqrt{2} f_z k_u \phi_{adm} \quad (5.21)$$

$$E_{aq} = \pi \sqrt{2} f_z k_u \phi_{aqm}$$

nazywane SEM podłużnej i poprzecznej reakcji twornika.

Przy analizie maszyny cylindrycznej określa się też pojęcie siły elektromotorycznej reakcji twornika -  $E_a$ . Z powodu symetrii obwodu magnetycznego, co wiąże się z równomiernością szczeliny powietrznej, SEM reakcji w tym przypadku jest tylko jedna.

SEM samoindukcji, powstała wskutek działania pola reakcji twornika, wywiera zasadniczy wpływ na SEM maszyny synchronicznej. Uwzględnienie więc tej siły elektromotorycznej jest konieczne przy układaniu równania napięć.

Przy analizie pola magnetycznego indukcji wzajemnej w szczelinie powietrznej maszyny synchronicznej nie wolno bezpośrednio sumować (lub odejmować) SMM twornika  $F_a$ , odpowiednio  $F_{ad}$  i  $F_{aq}$ , i SMM uzwojenia wzbudzenia  $F_w$ . W takim przypadku należy brać pod uwagę fakt, że te dwa rodzaje uzwojeń - wzbudzenia i twornika - nie są w jednakowy sposób rozłożone wzdłuż szczeliny powietrznej, że sama szczelina jest nierównomierna, jak również i to, że uwzględniane są tylko podstawowe harmoniczne siły magnetomotorycznej. W podobnych warunkach siły magnetomotoryczne  $F_w$  i  $F_a$  (lub  $F_{ad}$  i  $F_{aq}$ ) wytwarzają, nawet jeśli byłyby jednakowe (np.  $F_w = F_{aq}$ ), zupełnie różniące się pola magnetyczne. Z nimi można byłoby przeprowadzać operacje dodawania i odejmowania, lecz tylko wtedy, gdyby wytwarzały one jednakowe pola, innymi słowy, jeśli byłyby wielkościami ekwiwalentnymi. Zachodzi więc potrzeba sprowadzać np. SMM twornika do SMM wzbudzenia. Wielkości sprowadzone wyznacza się bezpośrednio z równania (maszyna niejawnobiegunowa):

$$B_{wm1} = B_{am1}$$

Po przekształceniu, przy wykorzystaniu (5.11) i (5.14) można zapisać:

$$\frac{\mu_0}{\delta} \frac{F_w k_w}{k_g k_\mu} = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{F_a}{k_g k_\mu}$$

Z tej równości można znaleźć zastępczą (ekwiwalentną) SMM twornika, sprowadzoną do siły magnetomotorycznej wzbudzenia:

$$F'_a = F_w = \frac{1}{k_w} F_a = k'_a F_a \quad (5.22)$$

Współczynnik  $k'_a = \frac{1}{k_w}$  w (5.22) nazywany jest współczynnikiem sprowadzania SMM twornika do SMM wzbudzenia.

Sprowadzenie podłużnej i poprzecznej siły magnetomotorycznej twornika maszyny o biegunach wydatnych do SMM wzbudzenia wykonuje się analogicznie, stosując zależności określające równość indukcji pola magnetycznego wzdłuż osi symetrii induktora  $d$  oraz  $q$ :

$$\begin{aligned} F'_{ad} &= k_d F_{ad} \\ F'_{aq} &= k_q F_{aq} \end{aligned} \quad (5.23)$$

gdzie

$$k_d = \frac{k_{ad}}{k_w} ; k_q = \frac{k_{aq}}{k_w}$$

są współczynnikami sprowadzania reakcji podłużnej ( $k_d$ ) i poprzecznej ( $k_q$ ). Wspomniane współczynniki, jak również i współczynniki kształtu  $k_w$ ,  $k_{ad}$  i  $k_{aq}$ , są skomplikowanymi funkcjami rozmiarów geometrycznych maszyny  $\frac{\delta_m}{\delta}$ ,  $\frac{\delta}{\tau}$ ,  $\alpha_\delta$  i dla większości maszyn synchronicznych wynoszą:  $k_a = 0,97 + 1,00$ ;  $k_d = 0,82 + 0,85$ ;  $k_q = 0,35 + 0,55$ .

Omówiona metoda analizy reakcji twornika maszyn synchronicznych o biegunach wydatnych, polegająca na przedstawieniu SMM twornika dwiema składowymi ( $F_{ad}$  i  $F_{aq}$ ) nosi nazwę metody (lub teorii) dwóch reakcji.

#### 5.2.4. Parametry uzwojenia twornika maszyny synchronicznej

Parametrami uzwojenia twornika maszyny synchronicznej są reaktancje, na których spadki napięcia zastępują SEM samoindukcji występujące w uzwojeniu, jak również rezystancja uzwojenia  $R_a$ .

Siłami elektromotorycznymi samoindukcji indukowanymi w uzwojeniu twornika maszyny o biegunach utajonych są SEM pola reakcji twornika -  $E_a$  i SEM strumieni rozproszenia -  $E_{\delta a}$ .

Siła elektromotoryczna reakcji twornika wyraża się znanym równaniem

$$E_a = \pi \sqrt{2} f_1 z k_u \phi_{am} \quad (5.24)$$

Uwzględniając

$$\phi_{am} = \frac{2}{\pi} B_{am} \tau l_\delta$$

po wykorzystaniu równości (5.14) i (5.16) uzyskuje się

$$E_a = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi \delta k_\delta k_\mu} \cdot \frac{z^2 k_u^2}{p} I = I X_a \quad (5.25)$$

gdzie

$$X_a = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi \delta k_\delta k_\mu} \cdot \frac{z^2 k_u^2}{p}$$

Reaktancja  $X_a$  nazywa się reaktancją reakcji twornika lub główną reaktancją uzwojenia twornika. Jest ona podobna do reaktancji  $X_M$  maszyny asynchronicznej.

Siły elektromotoryczne od strumieni rozproszenia wyraża podobny do (5.24) wzór

$$E_{\delta a} = \pi \sqrt{2} f_1 z \phi_{\delta am} \quad (5.26)$$

Strumienie rozproszenia  $\phi_{\delta a}$  są wynikiem działania prądu  $I$  płynącego w uzwojeniu twornika. Przy pominięciu nasycenia można przyjąć, że między SEM  $E_{\delta a}$  a prądem  $I$  istnieje zależność prostej proporcjonalności, więc

$$E_{\delta a} = I X_{\delta a} \quad (5.27)$$

gdzie  $X_{\delta a}$  jest reaktancją rozproszenia uzwojenia. Jest ona podobna do reaktancji rozproszenia maszyny asynchronicznej.

Reaktancja

$$X_s = X_a + X_{\delta a} \quad (5.28)$$

jest reaktancją synchroniczną uzwojenia, którą uzwojenie twornika reprezentowane jest na zewnątrz. Ponieważ  $X_a \gg X_{\delta a}$ ,  $X_a$  jest więc główną składową reaktancji reprezentującej maszynę i dlatego nazywana jest reaktancją główną.

W przypadku maszyny o biegunach wydatnych istnieją dwie reaktancje główne twornika - podłużna  $X_{ad}$  i poprzeczna  $X_{aq}$ . Wyznacza się je na podstawie równania (5.21), po wyznaczeniu strumieni magnetycznych  $\phi_{ad}$  i  $\phi_{aq}$  przez podłużną i poprzeczną siłę magnetomotoryczną z (5.17). Przedstawienie SMM uzwojenia twornika dwiema składowymi pozwala przedstawić w podobny sposób prąd twornika. Wynika to bezpośrednio z (5.17) i (5.16).-

$$F_{ad} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z k_u}{p} I \sin \psi = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z k_u}{p} I_d$$

oraz

$$F_{aq} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z k_u}{p} I \cos \psi = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{z k_u}{p} I_q$$

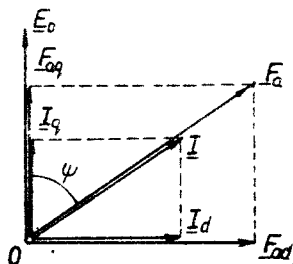
W powyższych równaniach przyjęto następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned} I_d &= I \sin \psi \\ I_q &= I \cos \psi \end{aligned} \quad (5.29)$$

z których wynika, że prąd twornika ma dwie składowe  $I_d$  i  $I_q$  więc

$$\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$$

Graficzny obraz powyższego przedstawienia prądu i SMM twornika maszyny jawnobiegunowej pokazano na rysunku 5.8.



Rys. 5.8. Podłużny i poprzeczny prąd twornika

W świetle dotychczasowej analizy parametrów maszyny synchronicznej można, analogicznie do (5.25), określić:

$$E_{ad} = I_d X_{ad}; \quad E_{aq} = I_q X_{aq} \quad (5.30)$$

Główne reaktancje - podłużna i poprzeczna - wyrażane są równaniami podobnymi do wzoru na reaktancję  $X_B$ :

$$X_{ad} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi \delta k_B k_{\mu d}} \cdot \frac{z^2 k_u^2}{p} k_{ad} \quad (5.31)$$

$$X_{aq} = 4mf_1 \frac{\mu_0 \tau l_\delta}{\pi \delta k_B k_{\mu q}} \cdot \frac{z^2 k_u^2}{p} k_{aq}$$

W równaniach (5.31)  $k_{\mu d}$  i  $k_{\mu q}$  są współczynnikami nasycenia (5.9) wzdłuż osi podłużnej i poprzecznej. Reaktancje

$$\begin{aligned} X_d &= X_{ad} + X_{\delta a} \\ X_q &= X_{aq} + X_{\delta a} \end{aligned} \quad (5.32)$$

mają nazwy odpowiednio:  $X_d$  - reaktancja synchroniczna w osi podłużnej lub reaktancja synchroniczna podłużna, oraz  $X_q$  - reaktancja synchroniczna w osi poprzecznej lub reaktancja synchroniczna poprzeczna.

### 5.3. Równania, wykresy wektorowe i charakterystyki generatorów synchronicznych

#### 5.3.1. Równania i wykresy wektorowe

Maszyna z biegunami utajonymi. W jednej fazie uzwojenia twornika indukowane są następujące siły elektromotoryczne:  $E_0$  - SEM indukowana przez pole magnetyczne wzbudzenia,  $E_a$  - przez pole reakcji twornika,  $E_{\delta a}$  - przez pole rozproszenia. Występuje również spadek napięcia na rezystancji  $R_a$  uzwojenia. Ponieważ  $E_a = I X_a$  oraz  $E_{\delta a} = I X_{\delta a}$ , dla jednej fazy uzwojenia twornika maszyny jawnobiegunowej można sporządzić schemat zastępczy, pokazany na rysunku 5.9. Składa się on ze źródła zasilania  $E_0$  i szeregowo połączonych elementów oporowych  $X_a$ ,  $X_{\delta a}$  i  $R_a$ . Napięcie  $U$  na zaciskach maszyny wyraża równanie:

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + \underline{E}_a + \underline{E}_{\delta a} - \underline{I} R_a \quad (5.33)$$

Jeżeli siły elektromotoryczne  $E_a$  i  $E_{\delta a}$  zostaną zastąpione spadkami napięcia

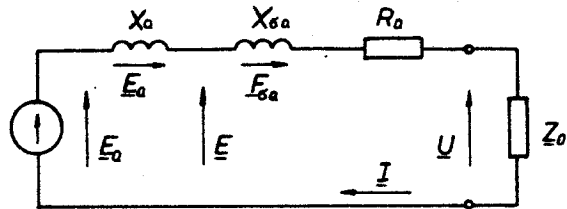
$$\underline{E}_a = -j \underline{I} X_a, \quad \underline{E}_{\delta a} = -j \underline{I} X_{\delta a}$$

równanie napięć ulega niewielkiej zmianie. W tym przypadku napięcie na zaciskach wyrażone będzie SEM  $E_0$  i spadkami napięcia na reaktancjach i na rezystancji uzwojenia:

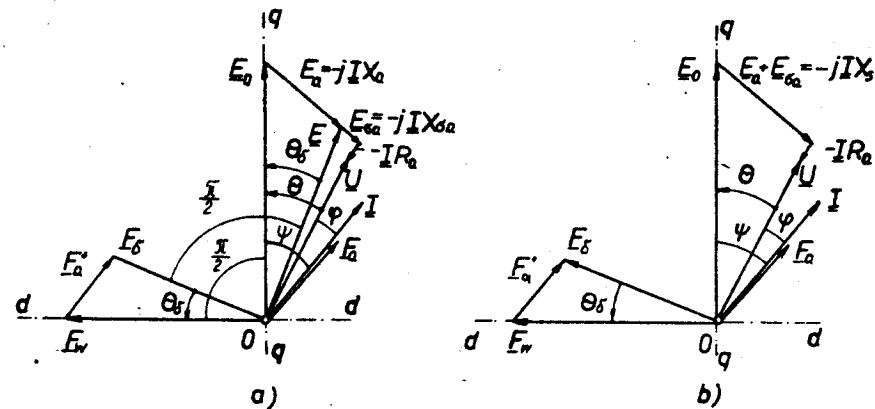
$$\underline{U} = \underline{E}_0 - jIX_a - jIX_{ca} - I R_a \quad (5.34)$$

lub

$$\underline{U} = \underline{E}_0 - jIX_s - I R_a \quad (5.35)$$



Rys.5.9. Schemat zastępczy prądnicy z biegunami utajonymi



Rys.5.10. Wykres wskazowy prądnicy cylindrycznej

Równaniom (5.34) i (5.35) odpowiada wykres wektorowy z rysunku 5.10a.

Został on sporządzony dla dowolnego kąta  $\psi$  o dodatniej wartości ( $\psi > 0$ ). Wektor siły magnetomotorycznej wzbudzenia  $\underline{F}_w$  jest skierowany wzdłuż osi d. Siła elektromotoryczna  $\underline{E}_0$  indukowana strumieniem wzbudzenia opóźniona jest w czasie o kąt  $\frac{\pi}{2}$  względem wektora  $\underline{F}_w$ , a więc skierowana jest wzdłuż osi q. Prąd  $\underline{I}$  jest opóźniony w czasie względem SEM  $\underline{E}_0$  o kąt  $\psi$ . W fazie z prądem jest SMM  $\underline{F}_a$ , która, po sprowadzeniu ( $\underline{F}'_a$ ), tworzy razem z SMM wzbudzenia wypadkową siłę magnetomotoryczną maszyny:

$$\underline{F}_\delta = \underline{F}_w + \underline{F}'_a \quad (5.36)$$

SEM  $\underline{E}_a$  i  $\underline{E}_{ca}$  opóźniają się w stosunku do prądu  $\underline{I}$  i SMM  $\underline{F}_a$  o kąt  $\frac{\pi}{2}$ .

Siła elektromotoryczna

$$\underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_a \quad (5.37)$$

jest wypadkową, realnie występującą SEM maszyny przy obciążeniu, indukowaną przez wypadkowy strumień magnetyczny  $\phi$  indukcji wzajemnej w szczelinie powietrznej maszyny, wymuszony wypadkową siłą magnetomotoryczną  $F_\delta$ . SEM  $\underline{E}$  opóźnia się w czasie o kąt  $\frac{\pi}{2}$  względem  $\underline{F}_\delta$ .

Kąt między wektorami  $\underline{E}_0$  i  $\underline{U}$  nazywa się kątem obciążenia maszyny synchronicznej. Przy pracy prądnicowej maszyny synchronicznej SEM  $\underline{E}_0$  zawsze wyprzedza napięcie  $\underline{U}$ ; przyjmuje się w tym przypadku, że kąt  $\theta$  jest dodatni. Z powodu niewielkich wartości spadków napięcia  $I R_a$  i  $I X_{ca}$  kąt ten jest bliski wielkością do kąta  $\theta_\delta$ , tj. do kąta między osią biegunów a osią wypadkowego pola magnetycznego maszyny (patrz rys.5.5).

Kąt między prądem a napięciem na zaciskach maszyny może mieć wszystkie wartości w zakresie od  $-\frac{\pi}{2}$  do  $\frac{\pi}{2}$ . W całym tym zakresie moc czynna rozwijana przez prądnicę jest wielkością dodatnią:

$$P = mUI \cos \varphi > 0 \quad (5.38)$$

Na rysunku 5.10<sub>b</sub> pokazano odmianę wykresu wektorowego na maszynie synchronicznej. Na tym wykresie przedstawiono SEM  $E_a$  i  $E_{\delta a}$  wspólnym spadkiem napięcia na reaktancji synchronicznej maszyny:

$$\underline{E}_s = \underline{E}_a + \underline{E}_{\delta a} = -jI(X_a + X_{\delta a}) = -jIX_s \quad (5.39)$$

Maszyna o biegunach wydatnych.

Napięcie jednej fazy uzwojenia, przez analogię z generatorem z biegunami utajonymi można określić następującym równaniem:

$$\underline{U} = E_o + E_{\delta d} + E_{\delta q} + E_{\delta a} - IR_a \quad (5.40)$$

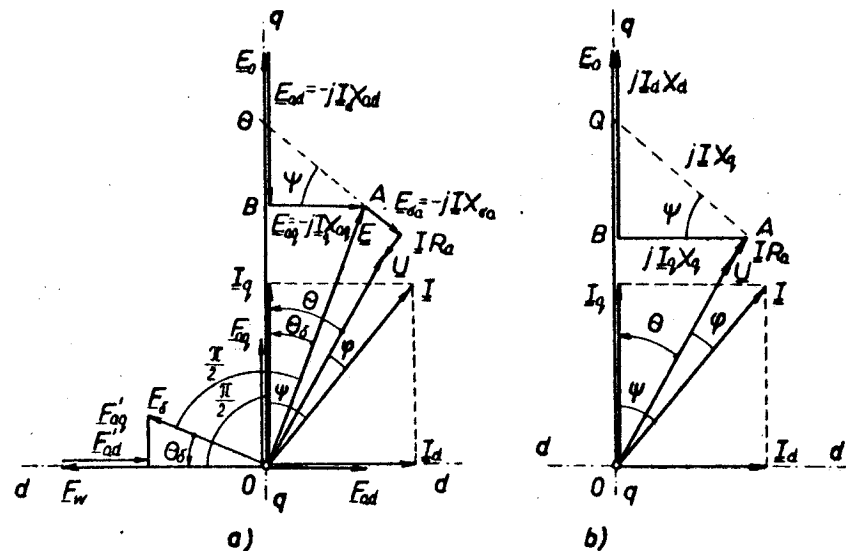
Po uwzględnieniu zależności

$$E_{\delta d} = -jI_d X_{\delta d}, \quad E_{\delta q} = -jI_q X_{\delta q} \quad (5.41)$$

napięcie na zaciskach jednej fazy prądnicy można wyrazić spadkami napięcia na elementach oporowych maszyny:

$$\underline{U} = E_o - jI_d X_{\delta d} - jI_q X_{\delta q} - jIX_{\delta a} - IR_a \quad (5.42)$$

Na rysunku 5.11<sub>a</sub> przedstawiono wykres wektorowy generatora synchronicznego zbudowanego na podstawie równań (5.40) i (5.42) przy czynno-indukcyjnym obciążeniu ( $\psi > 0$ ). SMM  $F_w$  wzbudzenia,



Rys.5.11. Wykres wskazowy prądnicy z biegunami wydatnymi

umieszczona wzdłuż osi d, indukuje SEM  $E_o$ , opóźnioną o kąt  $\frac{\pi}{2}$ . Prąd  $I$ , opóźniony o kąt  $\psi$  względem SEM  $E_o$ , przedstawiony jest za pomocą swoich składowych  $I_d$  i  $I_q$  (5.29). Prądy te wymuszają SMM  $F_{\delta d}$  i  $F_{\delta q}$ . Między prądami  $I_d$  i  $I_q$ , a SMM  $F_{\delta d}$  i  $F_{\delta q}$ , jak również spowodowanymi SMM  $F'_{\delta d}$  i  $F'_{\delta q}$ , nie ma prostej proporcjonalności z powodu różnych wartości współczynników kształtu  $k_{\delta d}$ ,  $k_{\delta q}$  oraz współczynników sprawowania  $k_d$  i  $k_q$ .

Wypadkowa siła magnetomotoryczna

$$F_{\delta} = F_w + F'_{\delta d} + F'_{\delta q} \quad (5.43)$$

która wymusza wypadkowy strumień magnetyczny indukcji wzajemnej  $\phi$  w szczelinie maszyny jest przyczyną indukowania się SEM w uzwojeniu przy obciążeniu

$$\underline{E} = \underline{E}_o + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} \quad (5.44)$$

opóźniając się o kąt  $\frac{\pi}{2}$  w stosunku do SMM  $\underline{F}_s$ , oraz o kąt  $\theta_s$  względem SEM  $\underline{E}_o$ .

Siły elektromotoryczne  $\underline{E}_{ad}$ ,  $\underline{E}_{aq}$ ,  $\underline{E}_{sa}$  oraz spadek napięcia  $\underline{I} R_a$  nanosi się na wykresach wektorowych zgodnie ze znanymi regułami i zasadami elektrotechniki.

Na rysunku 5.11,b, podobnie jak na wykresie dotyczącym maszyny o biegunach utajonych z rysunku 5.10,b pokazano wykres wektorowy jednej fazy generatora synchronicznego o biegunach wydatnych. W tym przypadku wykorzystane zostały reaktancje synchroniczne (podłużna i poprzeczna) uzwojenia. Równanie napięcia (5.42) w tym przypadku ma postać:

$$\underline{U} = \underline{E}_o - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q - \underline{I} R_a \quad (5.45)$$

otrzymaną za pomocą zależności

$$\underline{E}_{oa} = -j\dot{I} X_{oa} = -j(\dot{I}_d + \dot{I}_q) X_{oa} \quad (5.46)$$

Jeżeli z punktów A (wykresów wektorowych z rys.5.11,a lub b) narysuje się linie proste, prostopadłe do wektora prądu  $\underline{I}$ , do przecięcia się z wektorem  $\underline{E}_{oa}$  lub z jego przedłużeniem, w p.o. długości odcinków AQ będą wynosić:

$$\text{rys.5.11,a} - AQ = \frac{AB}{\cos \psi} = \frac{E_{oa}}{\cos \psi} = \frac{I_q X_{oa}}{\cos \psi} = I X_{oa}$$

$$\text{rys.5.11,b} - AQ = \frac{AB}{\cos \psi} = \frac{E_q}{\cos \psi} = \frac{I_q X_q}{\cos \psi} = I X_q$$

Powyższe wyniki wywodzą się z faktu, że kąt BAQ (na obu rysunkach równy jest kątowi  $\psi$ ). Właściwość ta może być wykorzystana do sporządzenia wykresów wektorowych wtedy, kiedy przy zadanych  $U$ ,  $I$  i  $\psi$  należy wyznaczyć siłę elektromotoryczną  $E_o$ , a poprzez nią - potrzebny do uzyskania wymaganego obciążenia prąd wzbudzenia. W tym przypadku, nanosząc odcinek AQ wyznacza się kierunek wektora  $E_o$  (poprzez dwa jego punkty - O i Q), a tym samym i kąt  $\psi$ . Dalej, po znalezieniu składowych prądu -  $\dot{I}_d$  i  $\dot{I}_q$  - można zbudować wykres znanymi metodami. Wykresy z rysunku 5.11 znane są pod nazwą wykresów Blondela.

### 5.3.2. Charakterystyki generatorów synchronicznych

W teorii maszyn elektrycznych omawia się zazwyczaj pięć podstawowych charakterystyk generatorów:

#### 1. Charakterystyka biegu jałowego

$$U = f(I_w) \text{ przy } I = 0, n = \text{const}$$

#### 2. Charakterystyka zwarcia

$$I = f(I_w) \text{ przy } U = 0, n = \text{const}$$

#### 3. Charakterystyka zewnętrzna

$$U = f(I) \text{ przy } I_w = \text{const}, n = \text{const}, \cos \psi = \text{const}$$

#### 4. Charakterystyka obciążenia

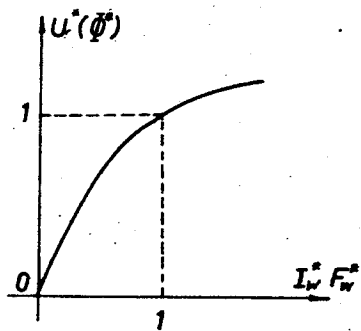
$$U = f(I_w) \text{ przy } I = \text{const}, n = \text{const}, \cos \psi = \text{const}$$

#### 5. Charakterystyka regulacyjna

$$I_w = f(I) \text{ przy } U = \text{const}, n = \text{const}, \cos \psi = \text{const}$$

Charakterystyka biegu jałowego  $U = f(I)$ . Przy biegu jałowym prądnicy (gdy prąd  $I$  twornika jest równy zeru) pole magnetyczne w szczelinie powietrznej maszyny jest wymuszone tylko przez SMM wzbudzenia  $F_w$ . W tym przypadku napięcie na zaciskach prąd-

nicy  $U$  równa się sile elektromagnetycznej  $E_0$ , indukowanej w uzwojeniu twornika. Jego wartość (przy  $n = \text{const}$ ) zależy od prądu wzbudzenia  $I_w$ , ponieważ  $F_w = \frac{Z_w I_w}{2p}$ . W wymienionych warunkach biegu jałowego SEM uzwojenia jest proporcjonalna do strumienia głównego  $\phi$  w szczelinie powietrznej ( $E_0 = c\phi$ ). Należy więc stwierdzić, że charakterystyka biegu jałowego ma taki sam przebieg, jak tzw. charakterystyka magnesowania maszyny -  $\phi = f(I_w)$ .



Rys.5.12. Charakterystyka biegu jałowego generatora synchronicznego

Charakterystykę biegu jałowego można przedstawić graficznie (rys.5.12) lub tabelarycznie, przy czym wielkości fizyczne wyrażane są zazwyczaj w jednostkach względnych. Wielkością bazową (odniesienia) napięcia jest napięcie znamionowe  $U_n$ , natomiast prądu wzbudzenia - ten prąd wzbudzenia  $I_{won}$ , przy którym w czasie biegu jałowego na zaciskach maszyny występuje napięcie znamionowe. W związku z tym względne napięcia i prądy będą  $U^* = \frac{U}{U_n}$  oraz  $I_w^* = \frac{I_w}{I_{won}}$ .

Z charakterystyki biegu jałowego można wnioskować o właściwościach magnetycznych maszyny. Początkowy prosty odcinek charakterystyki wynika z liniowości obwodu magnetycznego (z szczeliną powietrzną), natomiast zakrzywienie - z nasycenia ferromagnetycznych odcinków obwodu magnetycznego maszyny. Generatory synchroniczne są na ogół maszynami o słabym nasyceniu, w związku z czym punkt

napięcia znamionowego ( $U^* = 1$ ,  $I_w^* = 1$ ) znajduje się blisko odcinka prostego, "na kolanie", charakterystyki biegu jałowego.

Charakterystykę biegu jałowego można wyznaczyć eksperymentalnie pomiarem napięcia na zaciskach przy zmianie prądu wzbudzenia. Z powodu występowania zjawiska histerezy, przy narastaniu i przy zmniejszaniu prądu wzbudzenia uzyskuje się dwie różne gałęzie charakterystyki. Jako charakterystykę biegu jałowego przyjmuje się linię środkową między dwiema gałęziami pętli.

Charakterystyka zwarcia  $I = f(I_w)$ . Jest to zależność między prądem twornika  $I$  a prądem wzbudzenia  $I_w$  przy symetrycznym zwarciu zacisków uzwojenia twornika. Maksymalną wartość jaką osiąga przy tym prąd twornika wynosi zwykle  $I_z = (1,2 + 1,5) I_n$ .

Prąd zwarcia ustalonego, z uwagi na bardzo małą rezystancję twornika ( $R_a \approx 0$ ), ma charakter czysto indukcyjny ( $\psi = \frac{\pi}{2}$ ), a więc zarówno prąd, jak i wymuszona przez niego siła magnetomotoryczna leży na osi podłużnej. Napięcie na zaciskach przy zwarciu wynosi  $U = 0$ . Na podstawie tych założeń na rysunku 5.13<sub>a</sub> sporządzono wykres wektorowy stanu zwarcia. Przy  $U = 0$  oraz  $I_z \approx I_n$  wypadkowa siła elektromotoryczna maszyny

$$\underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} = jI X_{6a}$$

jest bardzo mała. Jej wartość przy  $I = I_n$  wynosi około  $(0,1 + 0,15)U_n$ . Tak więc i wypadkowa siła magnetomotoryczna  $F_s$  oraz główny strumień magnetyczny  $\phi$  mają również małe wartości, stąd wniosek, że obwód magnetyczny maszyny synchronicznej przy zwarciu ustalonym jest nienasycony. Między prądami a odpowiednimi napięciami będzie istniała proporcjonalność

$$I_z = \frac{E_{ad} + E_{6a}}{X_d} = \frac{E_0}{X_d} = cI_w \quad (5.47)$$





Przy wyprzedzającym kącie  $\varphi$  powyższe czynniki powodują natomiast podwyższenie napięcia, dzięki czemu ze zmniejszeniem  $\cos \varphi$  napięcie rośnie.

Zmienność napięcia maszyny synchronicznej wyraża się równaniem

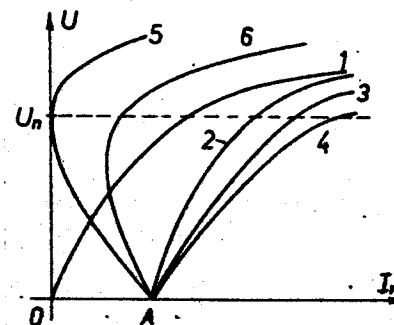
$$\Delta U = \frac{E_0 - U_n}{U_n} \quad (5.48)$$

Zmienność napięcia jest większa w maszynach o silnie działającej reakcji twornika. Są to maszyny o biegunach utajonych, przeważnie turbogeneratory. Wartość  $\Delta U$  maszyn synchronicznych dochodzi do 0,4.

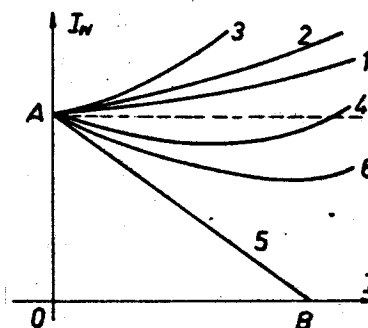
#### Charakterystyka obciążenia

$U = f(I_w)$ . Jest ona zależnością między napięciem na zaciskach twornika a prądem wzbudzenia przy obciążeniu stałym co do wartości ( $I = \text{const}$ ) i co do charakteru ( $\cos \varphi = \text{const}$ ) oraz przy stałej prędkości obrotowej. Charakterystyki obciążenia (rys.5.15) przebiegają, w zależności od charakteru obciążenia, poniżej lub powyżej charakterystyki biegu jałowego, która stanowi przypadek szczególny tej samej rodziny ( $I=0$ ). Przy obciążeniu indukcyjnym leżą one pod charakterystyką biegu jałowego z powodu oddziaływania rozmagnesowującego reakcji twornika oraz pozostałych spadków napięcia. Przy obciążeniu pojemnościowym ma miejsce efekt odwrotny.

Charakterystyki obciążenia nie przebiegają równolegle do charakterystyki biegu jałowego, przy czym wszystkie zbiegają się w jednym punkcie na osi odciętych (p.A rys.5.15). Punkt ten jest punktem zwarcia ( $U = 0$ ) przy zadanym prądzie obciążenia. Największe znaczenie praktyczne ma charakterystyka obciążenia przy czysto indukcyjnym obciążeniu ( $I = I_n, \cos \varphi = 0$ ). Służy ona do wyznaczania niektórych parametrów maszyny synchronicznej.



Rys.5.15. Charakterystyki obciążenia prądnicy synchronicznej: 1 - charakterystyka biegu jałowego, 2 - przy  $\cos \varphi = 1$ , 3 -  $\cos \varphi = 0,8 (\varphi > 0)$ , 4 -  $\cos \varphi = 0 (\varphi = \frac{\pi}{2})$ , 5 -  $\cos \varphi = 0 (\varphi = -\frac{\pi}{2})$ , 6 -  $\cos \varphi = 0,2 (\varphi < 0)$



Rys.5.16. Charakterystyki regulacyjne generatora synchronicznego: 1 - przy  $\cos \varphi = 1$ , 2 -  $\cos \varphi = 0,8 (\varphi > 0)$ , 3 -  $\cos \varphi = 0 (\varphi = \frac{\pi}{2})$ , 4 -  $\cos \varphi = 0,8 (\varphi < 0)$ , 5 -  $\cos \varphi = 0 (\varphi = -\frac{\pi}{2})$ , 6 -  $\cos \varphi = 0,6 (\varphi < 0)$

#### Charakterystyka regulacyjna

$I_w = f(I)$ . Charakterystyka regulacyjna wskazuje, w jaki sposób należy regulować prąd wzbudzenia generatora, aby podtrzymać, przy zmianie

obciążenia, stałe napięcie na jego zaciskach. Charakter obciążenia i prędkość obrotowa przy tym pozostają stałe. Na rysunku 5.16 pokazano rodzinę charakterystyk regulacyjnych wyznaczonych przy różnych współczynnikach mocy  $\cos \varphi$ . Aby zachować  $U \approx \text{const}$  przy wzroście obciążenia indukcyjnego, konieczne jest zwiększanie prądu wzbudzenia generatora synchronicznego. Wynika to z wykresów wektorowych i z przebiegu charakterystyk zewnętrznych. Im niższy jest  $\cos \varphi$ , tym większe powinny być zmiany prądu wzbudzenia. Wszystkie charakterystyki zaczynają swój przebieg ze wspólnego punktu na osi rzędnych (przy biegu jałowym). Przy czysto pojemnościowym obciążeniu charakterystyka regulacyjna może dojść do osi odciętych ( $I = \overline{OB}$ ,  $I_w = 0$ ). W tym przypadku generator wzbudzany jest tylko podłużną magnesującą reakcją twornika.

#### 5.4. Praca równoległa maszyn synchronicznych

##### 5.4.1. Przyłączenie generatorów synchronicznych do pracy równoległej

Prądnice synchroniczne pracują indywidualnie bardzo rzadko - zwykle w małych elektrowniach, położonych daleko od jakichkolwiek układów energetycznych, w niektórych urządzeniach trakcyjnych i przełożonych, w laboratoriach badawczych. Normalnie generatory synchroniczne współpracują ze sobą połączone równoległe we wspólnej sieci, w ramach jednej elektrowni, systemu elektroenergetycznego danego państwa, a często nawet w ramach międzynarodowych systemów elektroenergetycznych. Praca równoległa prądnic synchronicznych jest konieczna, ponieważ obciążenie danej elektrowni lub układu elektroenergetycznego ulega ciągłej zmianie wraz z poborem energii czynnej i biernej w ciągu doby, miesiąca czy roku. Fakt ten wymaga stałej

regulacji mocy układu, która odbywa się poprzez przyłączanie do pracy równoległej różnej liczby generatorów. W ten sposób gwarantuje się zawsze pełne obciążenie prądnic pracujących przy możliwie największej sprawności.

Generatory synchroniczne, pracujące we wspólnej sieci, powinny wytwarzać prądy o tej samej częstotliwości, równej częstotliwości sieci. Z powodu sztywnej zależności między częstością generowanego prądu a prędkością obrotową wirnika  $n$  maszyn synchronicznych, wszystkie pracujące równoległe prądnice muszą wirować z dokładnie określoną prędkością - z prędkością synchroniczną  $n_1$ .

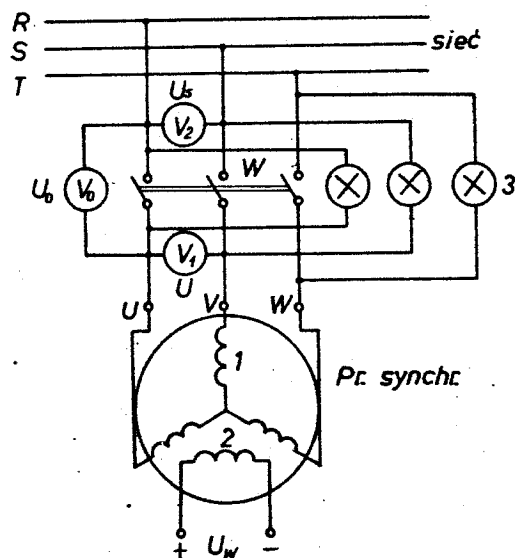
Przyłączenie generatorów synchronicznych do pracy równoległej nazywa się **synchronizacją**. Przyłączenie to powinno być wykonane tak, aby - po zamknięciu wyłącznika - między generatorem a siecią nie popłynął żaden prąd. Synchronizacja powinna odbyć się w jak najkrótszym czasie. Synchronizacja, przy której nie płyną prądy, nazywana jest **dokładną**. Niedokładną lub pośpieszną jest synchronizacja, w czasie której dopuszczane są pewne uderzenia prądowe. W tym rozdziale omówiona zostanie synchronizacja dokładna.

Z równań (5.34) i (5.42) wynika, że przy przyłączeniu prądnicy do sieci o napięciu  $U_s$  i częstotliwości  $f$ , prąd twornika generatora będzie równy zero, jeśli spełnione zostanie równanie  $\underline{U}_s = \underline{E}_0$ . W związku z tym można sformułować następujące warunki dokładnej synchronizacji:

1. Równość napięcia biegu jałowego generatora -  $\underline{E}_0$  i napięcia sieci  $\underline{U}_s$ .
2. Napięcie  $\underline{E}_0$  i napięcie sieci  $\underline{U}_s$  muszą być w fazie ( $\theta = 0$ ).
3. Częstotliwość napięcia maszyny  $f_1$  i sieci  $f$  muszą być jednakowe.

4. Kolejność faz generatora i sieci muszą być jednakowe (warunek  $\underline{E}_0 = \underline{U}_s$  powinien być spełniony dla wszystkich faz).

Na rysunku 5.17 pokazano układ przyłączenia synchronicznego generatora trójfazowego do sieci o napięciu fazowym  $U_s$ .

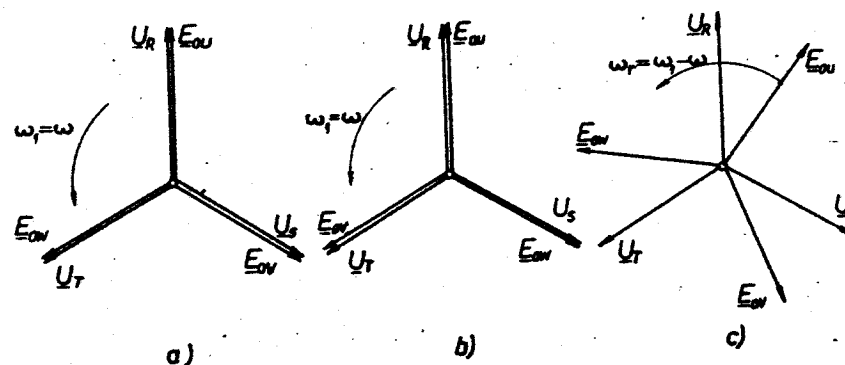


Rys.5.17. Schemat elektryczny podłączenia generatora synchronicznego do sieci

Przy przestrzeganiu wspomnianych wyżej warunków wektory sił elektromotorycznych generatora i wektory napięcia sieci pokrywają się i wirują z jednakową prędkością kątową (rys.5.18a). W tym przypadku różnica potencjału (napięć) między stykami wyłącznika przy przyłączeniu generatora (rys.5.17) wynoszą

$$\underline{E}_{0U} - \underline{U}_R = \underline{E}_{0V} - \underline{U}_S = \underline{E}_{0W} - \underline{U}_T = 0 \quad (5.49)$$

i dlatego przy synchronizacji dokładnej nie powstaje uderzenie prądowe.



Rys.5.18. Wykresy napięć przy podłączeniu do pracy równoległej

Synchronizację przyłączanej maszyny wykonuje się w następującej kolejności:

1. Generator uruchamia się i doprowadza do prędkości obrotowej bliskiej synchronicznej (dokładność w tym przypadku jest uzależniona od błędów aparatury pomiarowej).

2. Regulacją prądu wzbudzenia ustala się na zaciskach prądnicy napięcie  $E_0$  równe napięciu sieci  $U_s$ . Pomiar napięcia dokonuje się za pomocą woltomierzy  $V_1$  i  $V_2$  - rys.5.17.

3. Sprawdza się kolejność faz maszyny oraz sieci.

Sprawdzanie kolejności faz i wyznaczanie chwili przyłączenia maszyny do sieci wykonuje się zwykle za pomocą tzw. synchronoskopu żarówkowego w kombinacji z woltomierzem zerowym  $V_0$  (rys.5.17). Synchronoskop jest układem żarówek włączonych do poszczególnych faz maszyny i sieci zwykle tak, jak jest to przedstawione na rysunku 5.17. Jeżeli warunki synchronizacji są spełnione (rys.5.18a), żarówki nie będą się świeciły. Stąd pochodzi nazwa tego połączenia żarówek - "na ciemno". Przy niejednakowej

kolejności faz, lecz przy spełnionych pozostałych warunkach (rys. 5.18<sub>b</sub>) dwie żarówki będą się świeciły.

Z powodu trudności związanych z pomiarem i utrzymaniem na tym samym poziomie prędkości obrotowej silnika napędowego, między częstotliwością SEM generatora  $f_1$  a częstotliwością sieci  $f$  występuje na ogół pewna różnica. Powyższe częstotliwości wyznaczają różne prędkości kątowe wektorów na wykresie wskazowym. Relatywna prędkość kątowa występująca między wirującymi wektorami wykresu wynosi:

$$\omega_r = \omega - \omega_1 = 2\pi(f - f_1) \quad (5.50)$$

Na rysunku 5.18<sub>c</sub> przedstawiono podobny przypadek przy jednoczesnym spełnieniu pozostałych warunków synchronizacji. Przyjęto przy tym, że gwiazda napięć sieci jest nieruchoma, a wiruje tylko gwiazda napięć maszyny z prędkością kątową  $\omega_r$ . Z wykresu widać, że różnica potencjałów

$$\Delta U = U_s - E_0 \quad (5.51)$$

będzie się zmieniała z częstotliwością  $f_r = f - f_1$ , przy czym jej wartość maksymalna będzie wynosiła  $\Delta U = 2 U_s$ . Żarówki układu będą palić się i gasnąć jednocześnie z częstotliwością  $f_r$ . Z powyższego wynika, że dogodny moment przyłączenia do sieci występuje cyklicznie, wtedy kiedy  $\Delta U = 0$ . Przy wykonaniu czynności synchronizacji prędkość obrotową generatora reguluje się normalnie tak, aby okres między kolejnymi gaśnięciami żarówek wynosił  $3 + 5$  s ( $f_r = 0,3 + 0,2$  Hz). Maszynę przyłącza się do sieci w momencie, gdy żarówki nie świecą się, woltomierz zerowy wskazuje zero. Jeżeli moment włączenia nie zostanie dokładnie trafiony, maszyna też wchodzi w synchronizm, lecz procesowi synchronizacji

towarzyszy pewne uderzenie prądowe, może wystąpić i tzw. kołysanie maszyny. Jeśli kolejność faz i połączenie żarówek nie są jednakowe, żarówki nie będą świeciły się i gasły jednocześnie, lecz w określonej kolejności, w zależności od znaku prędkości relatywnej  $\omega_r$ . O tym można się łatwo przekonać, jeżeli "uruchomi się" gwiazdy napięć z rysunku 5.18<sub>b</sub>. Fakt ten wskazuje, że kolejność faz zacisków generatora nie jest taka sama jak kolejność faz sieci i, że przed przystąpieniem do wykonania pozostałych operacji synchronizacji, należy przełączyć fazy maszyny.

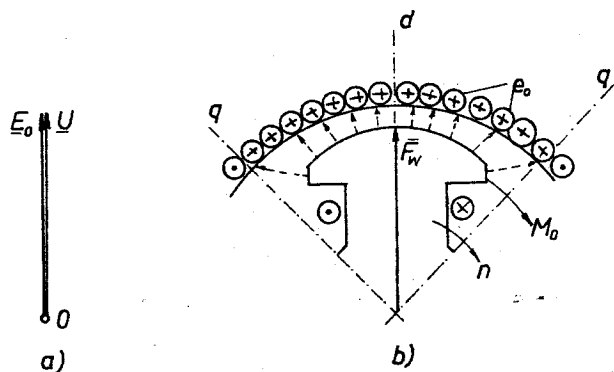
Istnieją jeszcze inne sposoby połączenia układu żarówek, jak również i inne metody synchronizacji, które nie będą omawiane w tym podręczniku.

Maszyna synchroniczna, włączona w sieć przy spełnionych warunkach synchronizacji zaczyna pracować w stanie biegu jałowego, wirując synchronicznie z częstotliwością sieci.

#### 5.4.2. Praca równoległa maszyny synchronicznej z siecią sztywną

Pojęcie sieć sztywna oznacza, że sumaryczna moc wszystkich włączonych do niej generatorów synchronicznych jest tak duża w porównaniu z mocą przyłączanej maszyny, że wszelkie zmiany w trakcie pracy omawianej prądnicy nie wpływają w ogóle na napięcie i na częstotliwość sieci, innymi słowy  $U_s = \text{const}$  i  $f = \text{const}$ .

Pracę w stanie biegu jałowego po synchronizacji maszyny ilustruje wykres wskazowy napięć, przedstawiony na rysunku 5.19<sub>a</sub> (dla jednej fazy). W uzwojeniu twornika maszyny nie płynie prąd, w związku z czym pole magnetyczne w szczelinie powietrznej określone przez siłę magnetomotoryczną uzwojenia wzbudzenia i parametry obwodu magnetycznego jest polem symetrycznym (rys. 5.19<sub>b</sub>). Moment



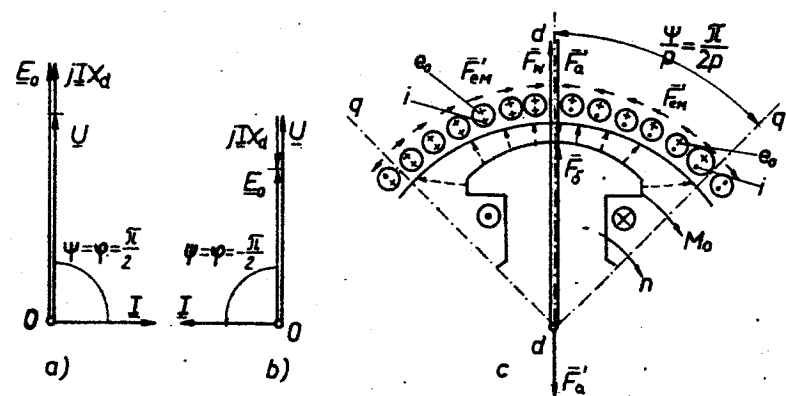
Rys.5.19. Bieg jałowy przy pracy równoległej maszyny synchronicznej

napędowy  $M_0$  przyłożony na wale maszyny ma małą wartość niezbędną do pokrycia strat mechanicznych tarcia, wentylacji i strat w żelazie (straty biegu jałowego -  $\Delta P_0$ ). Maszyna pracuje jako prądnica w stanie biegu jałowego.

#### 5.4.2.1. Praca kompensatorowa maszyny synchronicznej

Jeżeli zmieni się prąd wzbudzenia maszyny, nie oddziałując przy tym mechanicznie na jej wirnik, ulegnie zmianie strumień magnetyczny w szczelinie powietrznej, a razem z nim i SEM indukowana w uzwojeniu twornika. Na rysunku 5.20, a, b przedstawiono wykresy wektorowe dla dwóch przypadków -  $E_0 > U$  oraz  $E_0 < U$  - przy pominięciu rezystancji  $R_a$  uzwojenia. Z powodu powstania różnicy potencjałów

$$\Delta U = E_0 - U = j I_d X_d = j I X_d$$



Rys.5.20. Praca maszyny synchronicznej jako kompensator

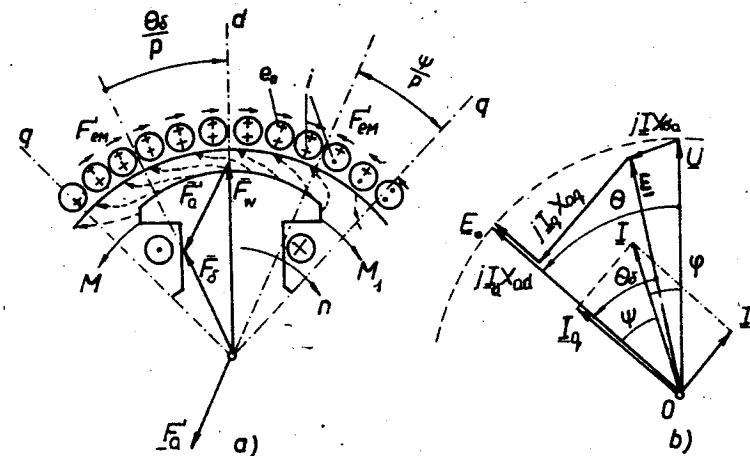
między napięciem sieci a SEM maszyny, w obwodzie zamkniętym twornika popłynie prąd, opóźniony o kąt  $\psi = \varphi = \frac{\pi}{2}$  w stosunku do napięcia. Prąd ten opóźnia się w fazie względem napięć  $E_0$  i  $U$  wtedy, kiedy  $E_0 > U$ , natomiast wyprzedza je o kąt  $\psi = \varphi = -\frac{\pi}{2}$  w przypadku  $E_0 < U$ . W obu przypadkach maszyna nie rozwija mocy czynnej, ponieważ  $P = m U I \cos \varphi = 0$ , natomiast rozwija tylko moc bierną  $Q = m U I \sin \varphi = \pm m U I$ . W ten sposób może ona dostarczać sieci potrzebną jej energię bierną. W tym stanie pracy maszyna synchroniczna nazywana jest kompensatorem, ponieważ może kompensować potrzeby mocy biernej sieci. Kompensator synchroniczny nie wymaga dodatkowej napędowej mocy mechanicznej. Moment  $M_0$  jest wystarczający, ponieważ siły oddziaływania elektromagnetycznego  $F_{em}$  między prądami poszczególnych przewodów a polem magnetycznym maszyny znoszą się wzajemnie. Ilustracją pracy kompensatora synchronicznego jest rysunek 5.20, c odnoszący się do przypadku, gdy  $E_0 > U$ . Został on sporządzony według zasad wyłożonych w p.5.2.3, wykorzystywanych już przy sporządzaniu wykresów z rysunku 5.5.

W sumie można stwierdzić, że zmiany prądu wzbudzenia maszyny synchronicznej powodują powstanie w jej tworniku tylko prądów biernych lub stają się przyczyną zmian prądu biernego i mocy biernej maszyny. Przy  $E_0 > U$  maszyna synchroniczna jest w stanie przewzbudzonym i przekazuje sieci moc bierną indukcyjną. W stosunku do sieci odgrywa więc ona rolę kondensatora o regulowanej pojemności. Przy  $E_0 < U$  maszyna jest niedowzbudzona i oddaje do sieci moc bierną pojemnościową. Jest ona w tym przypadku dławikiem o regulowanej indukcyjności.

#### 5.4.2.2. Praca prądnicowa maszyny synchronicznej

Jeśli po synchronizacji maszyny ( $E_0 = U$ ) na jej wirnik zacznie oddziaływać moment napędowy  $M_1 > M_0$  w kierunku rotacji, części wirujące zaczynają wykazywać tendencję przyspieszenia, co oznacza naruszenie synchronizmu. Maszyna synchroniczna, pracująca równolegle z siecią sztywną, przeciwstawia się przyczynie zakłócającej synchronizm. W uzwojeniu jej twornika powstaje prąd o odpowiedniej wartości i fazie. Prąd ten, współdziałając z polem magnetycznym, wytwarza moment elektromagnetyczny  $M = M_1 - M_0$  przeciwstawiający się działaniu zakłócającemu prędkość wirowania i częstotliwość SEM. Moment ten działa na wirnik w kierunku przeciwnym do jego wirowania, natomiast w nieruchomym stojanie - w kierunku rotacji (rys.5.21,a). W tym przypadku, stosując prawo Laplace'a można dojść do wniosku, że kierunek prądu w większej części przewodów jednej podziałki biegunowej jest zgodny z siłą elektromotoryczną. Kąt przesunięcia fazowego  $\psi$  między SEM  $E_0$  a prądem  $I$  przedstawiony jest kątem przestrzennym  $\frac{\psi}{p}$  na wykresie z rysunku 5.21,a. Jest on tym mniejszy, im większy powinien być moment elektromagnetyczny i odwrotnie - przy  $M = 0$  wynosi on  $\psi = \frac{\pi}{2}$ . Z tego samego rysunku wynika, że oś pola wypadkowego w szczelinie

powietrznej, jest opóźniona o kąt  $\frac{\theta_s}{p}$  w stosunku do osi podłużnej maszyny. Dla wyjaśnienia należy dodać, że oś pola wypadkowego pokrywa się z wektorem przestrzennym wypadkowej SMM  $\vec{F}_S$ . Rozbieżność między osią pola a osią biegunów wpływa niekorzystnie na pole magnetyczne maszyny, które zostaje zniekształcone (rys.5.21,a). Przesunięcie między osiami pola magnetycznego i biegunów ma swoje odbicie na wykresie wektorowym napięć maszyny (rys.5.21,b). Siła elektromotoryczna  $E_0$  zaczyna wyprzedzać SEM  $E$  o kąt  $\theta_s$ , natomiast  $U$  - o kąt  $\theta$ . Z wykresu wektorowego można znaleźć wartość i fazę prądu  $\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$ , potrzebnego do przeciwdziałania sile mechanicznej napędzającej wirnik. Obserwując zmiany prądu maszyny przy różnych wartościach kąta  $\theta = 0 + \frac{\pi}{2}$  i różnych prądach wzbudzenia można dojść do wniosku, że kąt przesunięcia fazowego  $\psi$  między prądem  $I$  a napięciem  $U$  znajduje się w grani-



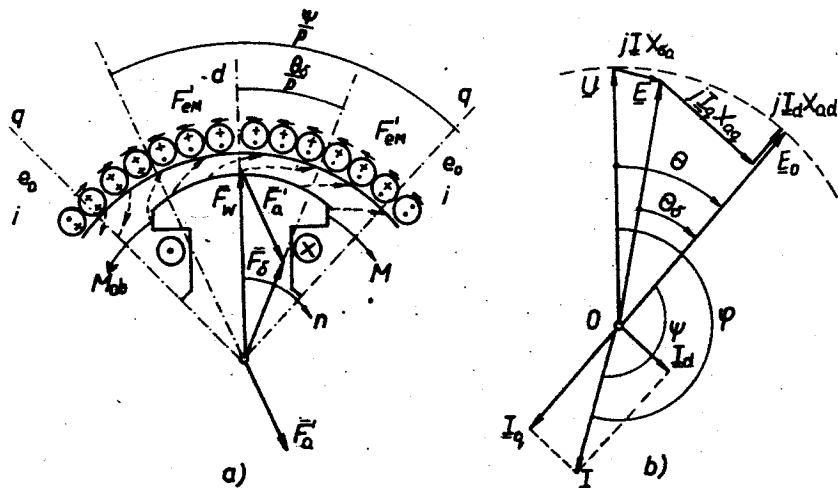
Rys.5.21. Praca maszyny synchronicznej jako prądnic

cach  $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$ . W całym tym zakresie maszyna rozwija dodatnią moc czynną -

$$P = mUI \cos \varphi > 0$$

którą oddaje do sieci. Zrealizowane zostało więc przetwarzanie energii mechanicznej w elektryczną. Maszyna pracuje jako prądnica.

#### 5.4.2.3. Praca silnikowa maszyny synchronicznej



Rys.5.22. Praca maszyny synchronicznej jako silnik

Maszyna synchroniczna pracuje jako silnik wtedy, kiedy na jej wirnik działa moment oporowy  $M_{ob} = M_2$  przeciwny do kierunku obracania się wirnika. W uzwojeniu twornika w tym przypadku płyną prądy powodujące powstanie wypadkowego momentu elektromagnetycznego  $M = M_2 + M_0$ , działającego na wirnik w kierunku wirowania, natomiast na nieruchomy stojan - w przeciwnym, względem wirowania pola, kierunku (rys.5.22(a)). Oś pola wypadkowego wyprzedza oś

biegunów o kąt  $\frac{\theta_s}{p}$ . Oznacza to, że wektor SEM  $E_0$  będzie się opóźniał w stosunku do wektorów napięcia  $U$  (o kąt  $\theta$ ) i SEM  $E$  (o kąt  $\theta_s$ ) - rysunek 5.22(b). Przy kącie obciążenia  $\theta = 0 + \frac{\pi}{2}$  faza prądu twornika zmienia się w stosunku do napięcia na zaciskach w zakresie  $\frac{\pi}{2} < \varphi < 3\frac{\pi}{2}$ , co ustala zawsze ujemną moc czynną.

$$P = mUI \cos \varphi < 0.$$

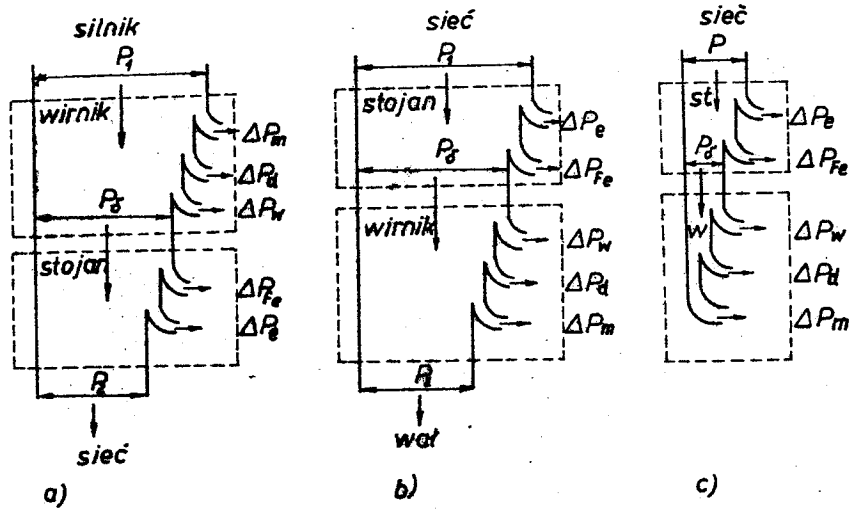
Zamiast oddawać, jak w przypadku generatora, maszyna pobiera z sieci moc czynną, potrzebną do pokonania obciążenia mechanicznego przyłożonego na wale.

#### 5.4.2.4. Podsumowanie; bilans energetyczny

Omówione powyżej trzy stany pracy maszyny synchronicznej - jako kompensator, generator i silnik - mogą być wytłumaczone np. przy założeniu, że linie pola magnetycznego są elastycznymi niemi dążącymi do rozprzestrzenienia się zawsze najkrótszą drogą. W świetle tego założenia, w stanie pracy generatorowej "ciągną" one wirnik do tyłu (rys.5.21(a)). Im większy jest moment napędzający wirnik tym większy będzie kąt  $\theta_s$  i tym samym linie pola będą "ciągnęły" mocniej do tyłu. Przy pracy silnikowej pole magnetyczne "ciągnie" w kierunku wirowania (rys.5.22(a)), lecz wirnik działa hamująco, stawia moment oporowy. Kąt  $\theta_s$  rośnie w kierunku przeciwnym, umownie ujemnym. W przypadku kompensatora podobne wzajemne przeciwstawianie się nie występuje (rys.5.20(a)). Moment obrotowy na wale maszyny jest niewielki. W związku z tym w uzwojeniu kompensatora nie płynie prąd czynny i nie jest produkowana moc czynna. Kąt  $\theta_s$  przyjęto nazywać wewnętrznym kątem obciążenia.

Przetwarzanie energii w maszynach synchronicznych może być zilustrowane wykresami mocy (Sankey'a) przedstawionymi na ry-





Rys.5.23. Wykresy mocy maszyny synchronicznej: a - prądnica, b - silnik, c - kompensator

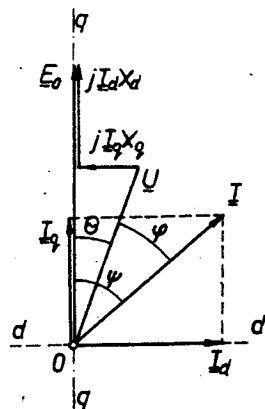
sunku 5.23. Na tych rysunkach:  $\Delta P_m$  - straty mechaniczne,  $\Delta P_w$  - straty wzbudzenia, włącznie ze stratami w maszynie wzbudzającej,  $\Delta P_d$  - straty dodatkowe od wyższych harmonicznych w żelazie stojana i wirnika,  $\Delta P_{Fe}$  - straty w żelazie,  $\Delta P_e$  - straty elektryczne uzwojenia twornika. W przypadku generatora moc  $P_1$  jest mocą mechaniczną pobieraną przez wał z silnika napędowego, natomiast w przypadku silnika  $P_1$  jest mocą elektryczną pobieraną z sieci. Moc  $P_2$  jest mocą użyteczną (oddawaną) - w przypadku generatorów - elektryczną, a w przypadku silników - mechaniczną. Moc elektromagnetyczna  $P_3$  jest to moc, którą przekazuje się za pomocą pola magnetycznego z wirnika na stojan (w przypadku generatorów) lub odwrotnie (w przypadku silników). Straty dodatkowe pokrywane są z mocy mechanicznej wirnika.

Wykres mocy kompensatora synchronicznego jest podobny do wykresu silnika, ponieważ kompensatorami są zwykle silniki synchroniczne pracujące bez obciążenia (bieg jałowy). Moc czynna, którą kompensator synchroniczny pobiera z sieci i przetwarza jest mała, w związku z czym odcinki obrazujące moce  $P_1$  i  $P_3$  są niewielkie, natomiast  $P_2$  jest równa zero (rys.5.23c).

Omówione w niniejszym rozdziale przypadki są krańcowe, szczególnie. Np. przy  $P = 0$  ulega zmianie tylko wzbudzenie, natomiast przy  $P \neq 0$  prąd wzbudzenia ma taką wartość, przy której  $E_0 = U$ . W praktyce zarówno generatory, jak i silniki pracują przy różnym wzbudzeniu -  $E_0 \geq U$ , co prowadzi, przy zadanej mocy czynnej, do zmian prądu biernego i mocy biernej. Podobne stany zilustrowane są na rysunkach 5.10 i 5.11, dla przypadku prądnicy i na rysunkach 5.28, a i 5.29 dla silnika synchronicznego.

#### 5.4.3. Moc i moment maszyny synchronicznej

Analiza mocy i momentu maszyny synchronicznej zostanie wykonana przy założeniu, że maszyna pracuje z siecią sztywną, tzn.  $U = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$ . Do tej analizy będą wykorzystywane równania i wykresy wektorowe, omówione w p.5.3. Przedmiotem niniejszej analizy jest maszyna jawnobiegunowa, jako przypadek ogólny. Maszyna cylindryczna może być traktowana jako maszyna o biegunach wydających, przy której  $X_d = X_q = X_s$ . Zakłada się też, że  $R_a \approx 0$ . Wykres wektorowy napięć dla takiego przypadku przedstawiony jest na rysunku 5.24.



Rys.5.24. Uproszczony wykres wektorowy prądniccy jawnobiegunowej-

Moc elektryczną

$$P = mUI \cos \psi$$

którą maszyna synchroniczna rozwija, można przedstawić jako funkcję kąta obciążenia  $\theta$ , napięcia  $U$  i SEM  $E_0$ :

$$P = f(\theta, U, E_0). \quad (5.52)$$

Ponieważ kąty  $\psi = \Psi - \theta$  (rys.5.24), moc czynna maszyny będzie:

$$P = mUI (\cos \Psi \cdot \cos \theta + \sin \Psi \cdot \sin \theta) = mU(I_q \cos \theta + I_d \sin \theta)$$

Z rysunku 5.24 można wyznaczyć prądy  $I_d$  oraz  $I_q$ :

$$I_d = \frac{E_0 - U \cos \theta}{X_d}; \quad I_q = \frac{U \sin \theta}{X_q} \quad (5.53)$$

Ostateczne równanie mocy czynnej maszyny synchronicznej otrzymuje się po podstawieniu prądów z równania 5.53 w równaniu 5.52:

$$P = \frac{mUE_0}{X_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (5.54)$$

Moc maszyny cylindrycznej, dla której  $X_d = X_q = X_s$ , wyraża wzór

$$P = \frac{mUE_0}{X_s} \sin \theta \quad (5.55)$$

Równania (5.54) i (5.55) noszą nazwę charakterystyk kątowych mocy maszyny synchronicznej, ponieważ wyrażają zależność między mocą czynną a kątem obciążenia maszyny.

Moment elektromagnetyczny  $M$ , rozwijany przez maszynę synchroniczną, jest ilorzędem mocy elektromagnetycznej i prędkości kątowej

$$M = \frac{P_{\sigma}}{\Omega} = \frac{P_{\sigma}}{2\pi n} = \frac{pP_{\sigma}}{2\pi f_1} = \frac{pP_{\sigma}}{\omega_1} \quad (5.56)$$

Przy założeniu, że straty w uzwojeniu twornika maszyny są pomijalnie małe ( $R_a \approx 0$ ) można przyjąć, że moc czynna jest równa mocy elektromagnetycznej ( $P_g \approx P$ ,  $\theta \approx \theta_g$ ). Po jej podstawieniu w (5.56) uzyskuje się równanie charakterystyki kątowej momentu maszyny synchronicznej:

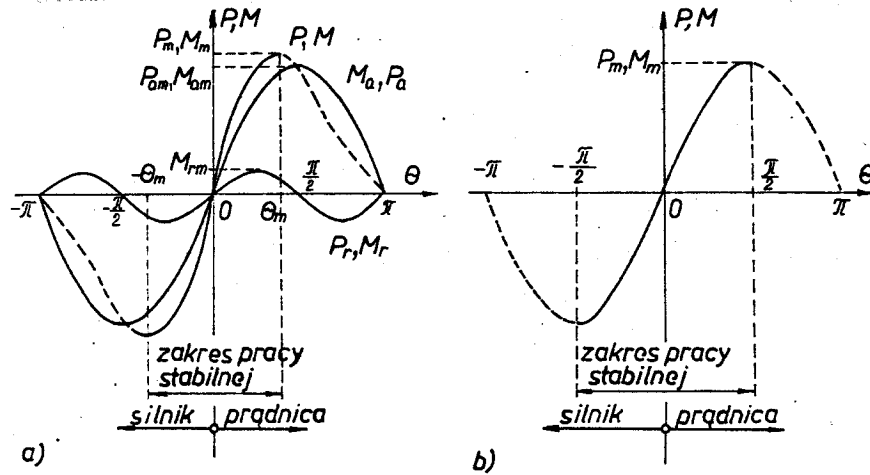
- dla maszyny o biegunach wydatnych

$$M = \frac{mUE_0}{\Omega X_d} \sin \theta + \frac{mU^2}{2\Omega} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (5.57)$$

- dla maszyny o biegunach utajonych

$$M = \frac{mUE_0}{\Omega X_s} \sin \theta \quad (5.58)$$

Ilustracje graficzne charakterystyk kątowych mocy i momentu mają identyczny przebieg, ponieważ  $\Omega = \text{const}$ . Charakterystyki te są przedstawione na rysunku 5.25.



Rys.5.25. Charakterystyki kątowe mocy i momentu maszyny synchronicznej: a - maszyna jawnobiegunowa, b - maszyna cylindryczna

Porównując równania mocy i momentu maszyny jawnobiegunowej i maszyny z biegunami utajonymi można stwierdzić, że między nimi występuje różnica, która wynosi:

- w przypadku mocy

$$P_r = \frac{mU^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (5.59)$$

- w przypadku momentu

$$M_r = \frac{mU^2}{2\Omega} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (5.60)$$

Różnica ta nie zależy od wzbudzenia, natomiast wpływ na jej wartość mają napięcie i mnożnik  $\left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right)$ . Wynika z tego, że moment dodatkowy  $M_r$  (tak samo moc  $P_r$ ) występuje tylko wtedy, kiedy  $X_d \neq X_q$ , innymi słowy gdy reluktancja obwodu magnetycznego podłużnego nie jest taka sama jak wzdłuż osi poprzecznej ( $\Lambda_{\mu d} \neq \Lambda_{\mu q}$ ). Z tego powodu moment  $M_r$  nazywa się momentem reluktancyjnym. Znany jest również pod nazwą moment reaktywny, ponieważ powstaje wskutek działania reakcji twornika, nawet w przypadkach, kiedy maszyna zostaje bez wzbudzenia -  $I_w = 0$ ,  $E_0 = 0$ . Moment reluktancyjny jest momentem czysto magnetycznym. Jego powstanie można wytłumaczyć dążeniem niesymetrycznego wirnika ( $\Lambda_{\mu d} \neq \Lambda_{\mu q}$ ) do usytuowania się osią swojej największej przewodności magnetycznej wzdłuż osi pola magnetycznego reakcji twornika.

Powstanie momentu wirującego w maszynie synchronicznej bez wzbudzenia jest wykorzystywane w tzw. synchronicznych silnikach reluktancyjnych (reaktywnych). W maszynach z biegunami utajonymi taki moment nie istnieje, ponieważ  $X_d = X_q$ , z powodu czego niewzbudzony rotor zostaje obojętny w stosunku do wirującego pola magnetycznego reakcji twornika.

Przy graficznej interpretacji mocy i momentu maszyny synchronicznej o biegunach wydatnych (rys.5.25a)  $P_a$  i  $M_a$  oznaczają pierwsze człony prawej części równań mocy i momentu, które występują również i w równaniach maszyny o biegunach utajonych. Jak

już zostało omówione,  $M_r$  i  $P_r$  oznaczają moment reaktywny i moc reaktywną maszyny. Z powyższego wynika, że moc wypadkowa  $P$  oraz moment  $M$  będą wyrażane następującymi sumami:

$$P = P_a + P_r \quad (5.61)$$

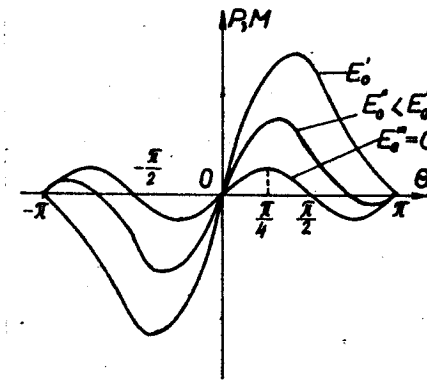
$$M = M_a + M_r \quad (5.62)$$

Stosunek między amplitudami momentu reaktywnego  $M_{rm}$  i momentu  $M_{am}$  dla maszyn synchronicznych normalnej budowy wynosi  $0,15 + 0,20$ .

Maksymalną moc czynną maszyny  $P_m$  można wyznaczyć po rozwiązaniu równania  $\frac{dP}{d\theta} = 0$ . Kąt  $\theta_m$ , przy którym występuje maksymalna moc  $P_m$ , dla jawnobiegunowych maszyn synchronicznych wynosi  $\theta = 70 + 80^\circ$ . Przy maszynach cylindrycznych  $\theta_m = 90^\circ$ .

Wpływ momentu reaktywnego  $M_r$  i odpowiednio mocy reaktywnej  $P_r$  na charakterystykę kątową słabnie w miarę wzrostu wzbudzenia (wzrostu  $E_0$ ) maszyny. Składowe reaktywne mają swoje maksima przy  $\theta = 45^\circ$ . Jak widać z rysunku 5.26 ze wzrostem  $E_0$  funkcja  $M = f(\theta)$  coraz bardziej zbliża się do przebiegu charakterystycznego dla maszyny cylindrycznej. Maksimum momentu (i mocy) maszyny o biegunach wydatnych ma jednak zawsze większą wartość niż maksimum tej funkcji maszyny o biegunach utajonych. Występuje on przy  $\theta_m < 90^\circ$ .

Równania (5.54) wskazują, że krzywe momentu i mocy maszyny synchronicznej są funkcjami okresowymi kąta obciążenia. Na przestrzeni całego teoretycznie możliwego zakresu zmiany kąta obciążenia ( $-\infty < \theta < \infty$ ) występują na przemian odcinki (np.  $0 < \theta < \pi$ ;  $2\pi < \theta < 3\pi$  itd.), gdzie moment i moc maszyny mają wartość dodatnią



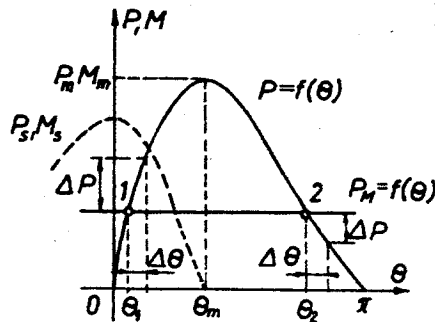
Rys. 5.26. Charakterystyki kątowe maszyny jawnobiegunowej przy różnych prądach wzbudzenia

i odcinki (np.  $\pi < \theta < 2\pi$  itd.) z ujemnymi wartościami momentu i mocy. Odcinki, gdzie moc i moment mają wartości dodatnie są zakresami pracy generatorowej ( $P > 0$ ), natomiast pozostałe - zakresami pracy silnikowej. Należy przy tym podkreślić, że wszystkie zakresy pracy generatorowej są zakresami równorzędnymi jak zresztą i wszystkie zakresy pracy silnikowej. W związku z tym charakterystyki kątowe mocy lub momentu maszyny synchronicznej omawia się tylko w granicach zmian kąta obciążenia  $-\pi < \theta < \pi$ . Zakres  $-\pi < \theta < 0$  jest zakresem pracy silnikowej, natomiast  $0 \leq \theta < \pi$  - zakresem pracy prądnicowej. Przebiegi krzywych  $P = f(\theta)$ ,  $M = f(\theta)$  są funkcjami symetrycznymi z czego nasuwa się wniosek, że maszyna synchroniczna w dwóch podstawowych stanach pracy ma analogiczne właściwości. Fakt ten pozwala wysuwać ogólne wnioski po analizie tylko jednego z obu stanów pracy.

#### 5.4.4. Stabilność pracy. Przeciężalność statyczna maszyny synchronicznej

Charakterystyka kątowa mocy (i momentu)  $P = f(\theta)$  ma ważne znaczenie praktyczne - służy ona bowiem do oceny stabilności pracy i przeciężalności statycznej maszyny synchronicznej przy jej pracy równoległej z siecią.

W stanie pracy ustalonej generatora synchronicznego moc mechaniczna silnika napędzającego  $P_M$  jest równa mocy elektrycznej  $P_2$  wytwarzanej przez generator tzn.  $P_M = P_2$ . Do takiego stwierdzenia można oczywiście dojść tylko przy pominięciu strat mechanicznych, magnetycznych i elektrycznych generatora. Moc silnika napędowego (turbina wodna lub parowa, silnik wysokoprężny)  $P_M$  jest niezależna od kąta obciążenia  $\theta$  maszyny synchronicznej i na rysunku 5.27 funkcja  $P_M = f(\theta)$  jest linią poziomą. Linia ta przecina charakterystykę kątową w punktach 1 i 2. W tych punktach  $P_M = P_2$ , więc są to punkty normalnej pracy ustalonej. Punktem pracy stabilnej jest jednak tylko punkt 1.



Rys.5.27. Wyznaczanie stabilności pracy oraz mocy synchronizującej

Jeżeli np. chwilowo wzrośnie moment obrotowy silnika i później znów ustali się na poziomie momentu wyjściowego, wirnik generatora, pod wpływem tego zewnętrznego impulsu przyspiesza swój ruch, przy czym kąt  $\theta$  wzrasta o  $\Delta\theta$ . W związku z tym wzrostem kąta obciążenia zwiększa się moment hamujący generatora do wartości  $\frac{P + \Delta P}{\Omega}$ , co powoduje zmniejszenie prędkości obrotowej wirnika. Kąt  $\theta$  maleje dążąc do osiągnięcia punktu pracy stabilnej 1 (rys.5.27).

Proces równowagi momentów silnika i generatora nie ustala się natychmiast. Z powodu bezwładności mas wirujących agregatu powstaje zanikający (tłumiony) proces oscylacyjny, przy czym kąt  $\theta$  osiąga swoją wartość początkową po paru oscylacjach.

Taką właściwość samosynchronizacji przy pracy równoległej z siecią sztywną generator synchroniczny wykazuje, jeżeli punkty jego pracy leżą na wzrastającym odcinku charakterystyki kątowej. Cała pozostała część charakterystyki (opadająca) w zakresie  $\theta > \theta_m$  jest częścią pracy niestabilnej. Rzeczywiście, jeżeli przy pracy w p.2 (rys.5.27) kąt  $\theta$  wzrośnie o  $\Delta\theta$ , moc generatora staje się mniejsza o  $\Delta P$  od mocy turbiny napędzającej. Wirnik przyspiesza swój bieg, kąt  $\theta$  rośnie dalej i maszyna wypada z synchronizmu.

W związku z powyższym należy stwierdzić, że moc maksymalna  $P_m$  jest naturalną granicą pracy stabilnej generatora synchronicznego i jego przeciężalności statycznej. Praca generatora jest stabilna w zakresie  $0 < \theta < \theta_m$ , natomiast niestabilna w zakresie  $\theta_m < \theta < \pi$ . Analogicznie można ustalić, że silnik synchroniczny pracuje stabilnie w zakresie  $(-\theta_m) < \theta < 0$ . Jak widać z równań (5.54) i (5.57) granica stabilności pracy  $P_m$  maszyny synchronicznej rośnie ze wzrostem prądu wzbudzenia, co jest równoznaczne ze wzrostem SEM  $E_0$ .

Na podstawie powyższych rozważań można sformułować kryterium pracy stabilnej maszyny synchronicznej zarówno przy pracy prądnicowej, jak i przy pracy silnikowej. Z przebiegu krzywych na rysunku 5.25 oraz na rysunku 5.26 wynika, że maszyna synchroniczna pracuje stabilnie przy spełnieniu warunku

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} > 0 \quad (5.63)$$

natomiast niestabilnie, jeżeli

$$\frac{\Delta P}{\Delta \theta} < 0 \quad (5.64)$$

Wielkość

$$P_s = \frac{dP}{d\theta} \quad (5.65)$$

oznaczająca dodatkową moc na jednostkę kątową wychylenia wirnika, charakteryzuje zdolności synchronizujące maszyny synchronicznej, w związku z czym nazywa się ją mocą synchronizującą właściwą. W podobny sposób definiuje się pojęcie momentu synchronizującego właściwego

$$M_s = \frac{dM}{d\theta} \quad (5.66)$$

Po uwzględnieniu równania (5.54) i (5.57), moc synchronizującą właściwą oraz moment synchronizujący właściwy można określić za pomocą zależności:

$$P_s = \frac{mUE_0}{X_d} \cos\theta + mU^2 \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\theta \quad (5.67)$$

$$M_s = \frac{mUE_0}{\Omega X_d} \cos\theta + \frac{mU^2}{\Omega} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\theta$$

Przebieg krzywej mocy synchronizującej właściwej przedstawiono na rysunku 5.27. Osiąga ona swoje maksimum przy  $\theta = 0$ , natomiast ma wartość zerową przy  $\theta = \theta_m$ .

Wielkości

$$\Delta P_s = P_s \Delta \theta \quad (5.68)$$

oraz

$$\Delta M_s = M_s \Delta \theta \quad (5.69)$$

nazywają się mocą synchronizującą ( $\Delta P_s$ ) i momentem synchronizującym ( $\Delta M_s$ ) maszyny synchronicznej. Moc synchronizująca (tak samo i moment synchronizujący) jest maksymalna wtedy, kiedy maszyna jest nie obciążona ( $\theta = 0$ ). Moc synchronizująca maszyny synchronicznej jest tym większa, im większa jest jej szczelina powietrzna. Do tego wniosku można dojść analizując równanie (5.67), biorąc pod uwagę równania (5.32) oraz (5.31). Z tych wzorów wynika, że ze wzrostem długości szczeliny  $\delta$  maleje  $X_d$ , a tym samym rośnie  $P_s$ . Przy obciążeniu maszyny synchronicznej maksymalną mocą jej zdolności utrzymywania synchronizmu zanikają, ponieważ jej moc (i moment) synchronizująca staje się równa zero. Fakt ten wskazuje, że praca maszyny z kątem obciążenia bliskim  $\theta_m$  jest praktycznie niemożliwa.

W związku z tym zostało zdefiniowane pojęcie przeciążalności statycznej maszyny synchro-

nicznej jako stosunek mocy (lub momentu) maksymalnej do znamionowej:

$$k_m = \frac{P_m}{P_n} = \frac{M_m}{M_n} \quad (5.70)$$

przy  $U = U_n$  oraz  $I_w = I_{wn}$ .

Przebieżalność statyczna wiąże się z możliwością pracy maszyny synchronicznej przy krótkotrwałych przeciążeniach, przy obniżonym napięciu lub przy zmniejszonym wzbudzeniu, przy zachowaniu przez cały czas swojej zdolności do pracy stabilnej (punkt pracy w zakresie  $0 < \theta < \theta_m$ ). Przebieżalność statyczna  $k_m$  jest tym większa, im mniejszy jest znamionowy kąt obciążenia maszyny  $\theta_n$ . Wartość  $k_m$  powinna być  $k_m > 1,65$ , przy czym kąt  $\theta_n$  wynosi normalnie  $\theta_n = 20^\circ + 35^\circ$ .

Przebieżalność statyczna i moc synchronizująca maszyn o biegunach wydających są większe z powodu dodatkowego momentu reaktywnego (5.67).

#### 5.4.5. Praca maszyny synchronicznej przy stałej wartości mocy czynnej i przy zmiennym wzbudzeniu

Pracę maszyny synchronicznej przy stałej mocy czynnej i przy zmiennym wzbudzeniu ilustrują tzw. krzywe Mordey'a. Są to zależności prądu twornika od prądu wzbudzenia -  $I = f(I_w)$  przy  $U = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$  oraz  $P = \text{const}$ . Warunki takie uzyskuje się przy pracy równoległej generatora z siecią sztywną, gdy przy stałej mocy silnika napędowego zmienia się tylko prąd wzbudzenia. Podobne warunki pracy ma też silnik synchroniczny włączony do sieci sztywnej, przy zachowaniu stałej wartości momentu obciążenia. Wówczas pracę maszyny synchronicznej można najłatwiej przed-

stawić za pomocą wykresu wektorowego. W tym rozdziale omówiona zostanie praca maszyny z biegunami utajonymi przy założeniu  $R_a \approx 0$ .

Z równania charakterystyki kątowej mocy

$$P = mUI \cos \psi = \frac{mUE_0}{X_s} \sin \theta = \text{const}$$

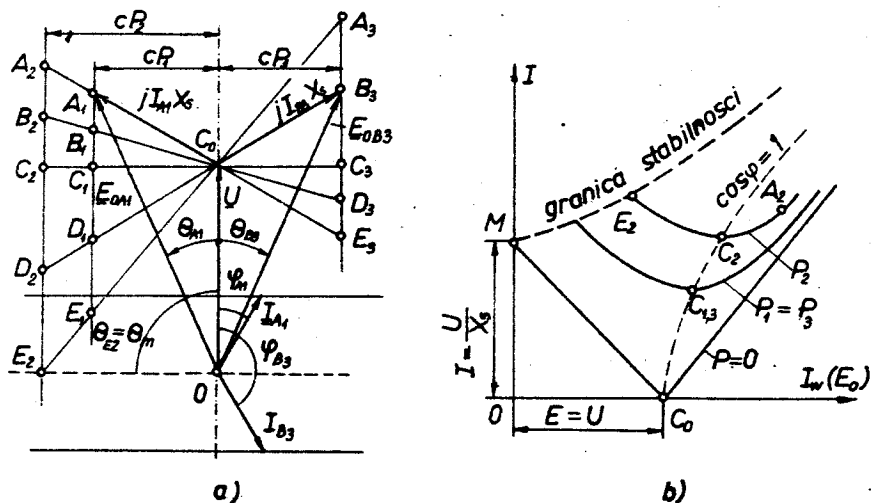
można wnioskować, że

$$I \cos \psi = c_1 P = \text{const}$$

oraz

$$E_0 \sin \theta = c_2 P = \text{const}$$

Oznacza to, że przy zmianie wzbudzenia maszyny grot wektora prądu twornika  $I$  będzie się przesuwiał wzdłuż linii prostej, prostopadłej w stosunku do wektora napięcia  $U$ , natomiast wektor SEM  $E_0$  - wzdłuż linii równoległej do napięcia (rys. 5.28a). Wartości prądu twornika można wyznaczyć ze spadków napięcia  $I X_s$  z wykresu wektorowego dla różnych wartości prądu wzbudzenia ( $I_w = k E_0$ ) - np. punkty  $A_1, B_1, C_1, D_1, E_1$  (rys. 5.28a) - przy zadanej mocy czynnej  $P_1$ . Po przeniesieniu znalezionych w ten sposób prądów twornika i zadanych prądów wzbudzenia do układu współrzędnych  $I, I_w (E_0)$ , uzyskuje się krzywą Mordey'a (rys. 5.28b). Krzywe Mordey'a nazywane są często krzywymi V w związku z ich podobieństwem do litery "V". W analogiczny sposób można zbudować inne krzywe, np. przy innej wartości mocy  $P_2 > P_1$  dla stanu generatorowego, oraz mocy  $P_3$  dla pracy silnikowej. Uzyskuje się w ten sposób rodzinę charakterystyk wyznaczonych przy tym samym napięciu  $U$  i przy tej samej częstotliwości  $f$ . Punkty minimalnego prądu twornika ( $C_1, C_2, C_3$ ) odpowiadają maksymalnemu współczynnikowi mocy -  $\cos \varphi = 1$ . Przy każdej innej wartości



Rys.5.28. Praca maszyny synchronicznej przy stałej mocy i zmiennym wzbudzeniu

prądu wzbudzenia prąd twornika ma większą wartość, natomiast  $\cos \varphi$  jest mniejszy od jedności. Przy  $P = 0$  - idealny bieg jałowy - gałęzie charakterystyki są liniami prostymi (przy  $R_a \approx 0$ ). Krzywa ta jest charakterystyczna dla stanu pracy kompensatorowej.

Linia łącząca punkty  $C_0, C_{1,3}, C_2$  ( $\cos \varphi = 1$ ) dzieli cały obszar na dwie części. Jeśli przyjmie się, że wzbudzenie, potrzebne do uzyskania  $\cos \varphi = 1$  jest wzbudzeniem normalnym, pole znajdujące się w lewo od krzywej  $\cos \varphi = 1$  będzie obszarem pracy niedowzbudzonej maszyny synchronicznej, natomiast pole w prawo - obszarem przewzbudzenia.

Punkt M z rysunku 5.28,b jest punktem biegu jałowego maszyny niewzbudzonej. Prąd pobierany z sieci wynosi:

$$I = \frac{U}{X_s}$$

Linia MN (rys.5.28,b) jest granicą stabilności pracy maszyny, charakteryzującą się kątem pracy  $\theta = \theta_m$ . Np. punkt  $E_2$  jest takim właśnie punktem odpowiadającym pracy z mocą czynną  $P_2$  i kątem  $\theta_{E2} = \frac{\pi}{2}$  (rys.5.28,a). Przy dalszym zmniejszaniu się prądu wzbudzenia maszyna wchodzi w obszar pracy niestabilnej ( $\theta > \theta_m = \frac{\pi}{2}$ ) i wypada z synchronizmu. Z tego powodu moc maksymalna  $P_m$  i kąt obciążenia  $\theta_m$  - nazywane są krytycznymi.

Z powyższej analizy wynika wniosek, że moc czynną, rozwijaną przez maszynę synchroniczną przy jej pracy równoległej z siecią sztywną, można regulować tylko przez zmianę momentu napędowego, (w przypadku generatora) lub mechanicznego momentu obciążenia (przy pracy silnikowej). Moc bierną oddawaną do sieci lub z niej pobieraną przez maszynę można regulować za pomocą zmian prądu wzbudzenia. Minimalne wartości prądu wzbudzenia są przy tym limitowane granicą stabilności pracy dla danego obciążenia. Prąd  $I_{wmin}$  maleje ze zmniejszaniem obciążenia. Tak więc przy pracy kompensatorowej maszyny ( $P = 0$ ) prąd wzbudzenia może być obniżony do zera.

## 5.5. Silnik synchroniczny

### 5.5.1. Właściwości rozruchowe silnika synchronicznego

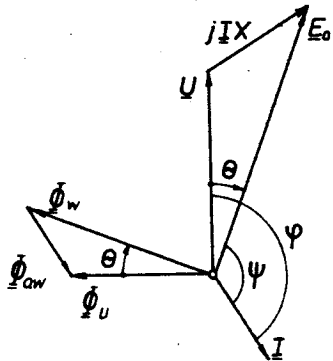
Maszyna synchroniczna włączona do sieci zasilanej z innych generatorów, może pracować jako generator lub silnik w zależności od tego, czy po zsynchronizowaniu jest napędzana mechanicznie (generator), czy też obciążona mechanicznie (silnik).

Z rysunku 5.22,b, jak również z rysunku 5.28,a widać, że przy pracy silnikowej maszyny synchronicznej, wektor siły elektro-



motorycznej  $E_0$  indukowanej przez strumień magnetyczny  $\phi_w$  biegunów jest opóźniony w stosunku do wektora napięcia  $U$  o kąt  $\theta$ . Przy odpowiednim przewzbudzeniu prąd twornika silnika może wyprzedzać w fazie napięcie sieci. Jest to zaleta silników synchronicznych, dlatego że mogą one oddawać do sieci energię bierną indukcyjną.

Maszyny synchroniczne przeznaczone do pracy silnikowej wykonuje się normalnie z biegunami wydawnymi. W ten sposób zwiększa się ich moment bezwładności  $J$ , co ma korzystny wpływ na pracę układu przy napędzaniu maszyn roboczych o nierównym chodzie (np. maszyny tłokowe). Oprócz tego silniki jawnobiegunowe mają większą przeciążalność z powodu dodatkowego momentu reluktancyjnego. Proces roboczy silnika synchronicznego analizuje się na podstawie maszyny cylindrycznej, ponieważ jej równania i wykresy wektorowe są bardziej proste.



Rys.5.29. Wykres wektorowy SEM i strumieni magnetycznych silnika synchronicznego

Na rysunku 5.29 pokazano wykres wektorowy napięć i strumieni magnetycznych silnika synchronicznego, włączonego do sieci sztywnej ( $U = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$ ). Przy pominięciu spadku napięcia na rezystancji twornika można uważać, że napięcie na zaciskach maszyny  $U$  jest sumą SEM  $E_0$  od strumienia magnetycznego biegunów i SEM  $E_a + E_{\sigma a} = -j I X_s$  od wypadkowego strumienia wymuszonego prądem twornika  $-\phi_{ow} = \phi_w + \phi_{\sigma w}$ . Przy założeniu, że obwód magnetyczny maszyny nie jest nasycony, można uważać, że

$$\phi_w + \phi_{ow} = \phi_U \quad (5.71)$$

Równanie (5.71) wskazuje, że strumienie wzbudzenia i twornika dają w sumie pewien fikcyjny strumień  $\phi_U$ , który odpowiada napięciu na zaciskach silnika. Przy nieskończonej dużej mocy sieci strumień ma stałą wartość i wiruje z prędkością synchroniczną  $n_1 = \frac{f}{p}$ .

Napięcia  $E_0$  i  $U$  są proporcjonalne do strumieni magnetycznych, które je wytwarzają tzn.  $E_0 = c_1 \phi_w$  oraz  $U = c_2 \phi_U$ . W takim razie wykorzystując zależność (5.58) można określić równanie momentu obrotowego silnika synchronicznego:

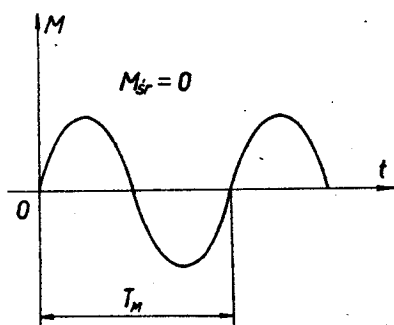
$$M = c \phi_w \phi_U \sin \theta \quad (5.72)$$

Potwierdza on ogólną zasadę elektrotechniki, dotyczącą współdziałania pól magnetycznych (zob. p.4.3.1, równ.4.66a).

W stanie pracy ustalonej, kiedy prędkości obrotowe biegunów  $n$  oraz pola magnetycznego  $n_1$  są jednakowe, kąt obciążenia  $\theta$  ma określoną wartość zależną od obciążenia, Moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik ma również stałą wartość:

W stanie pracy nieustalonej prędkość obrotowa wirnika  $n$  jest różna od  $n_1$ , w związku z czym kąt  $\theta$  oraz  $\sin\theta$  są wielkościami zmiennymi. W takich warunkach moment elektromagnetyczny silnika nie jest stały. Jego poglądowy przebieg w czasie jest przedstawiony na rysunku 5.30. Okres tej zależności wynosi:

$$\tau_M = \frac{1}{f_M} = \frac{1}{p(n_1 \mp n)} = \frac{1}{f_1 \frac{n_1 \mp n}{n_1}} = \frac{1}{f_1 s} \quad (5.73)$$



Rys.5.30. Moment obrotowy silnika synchronicznego przy  $n \neq n_1$

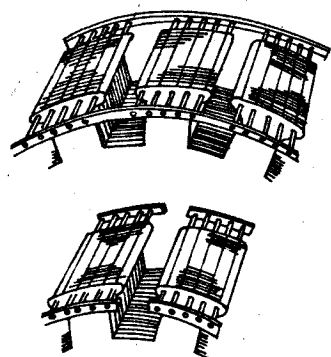
Znak "-" w równaniu (5.73) odpowiada obracaniu się wirnika w kierunku wirowania pola wirującego, a "+" w kierunku przeciwnym.

Przy rozruchu silnika ( $n=0$ ) częstotliwość  $f_M$  wynosi  $f_M=f_1=50$  Hz. Silnik nie może ruszyć, ponieważ  $M_{sr} = 0$  i dlatego że częstotliwość przemian momentu jest bardzo wysoka. Wirnik jest pod wpływem siły, działającej na przemian w różnych kierunkach i z powodu bezwładności nie będzie mógł ruszyć. Brak możliwości samodzielnego rozruchu jest wadą silnika synchronicznego, która przez długi czas hamowała jego stosowanie. Aby silnik mógł wpaść w synchronizm, konieczne jest

dluższe działanie momentu elektromagnetycznego w jednym tylko kierunku. Oznacza to, że różnica występująca między prędkościami obrotowymi ( $n_1 - n$ ) powinna być jak najmniejsza. Wirnik powinien być doprowadzony do wirowania z prędkością obrotową prawie równą synchronicznej jeszcze przed wzbudzeniem go. Znane są trzy sposoby doprowadzania wirnika do takiego stanu: za pomocą dodatkowego silnika, za pomocą dodatkowego uzwojenia rozruchowego - r o z r u c h a s y n c h r o n i c z n y, oraz przez r o z r u c h c z ę s t o t l i w o ś c i o w y .

Rozruch za pomocą dodatkowego silnika w niczym nie różni się od synchronizacji generatorów synchronicznych - maszynę doprowadza się do prędkości synchronicznej, po spełnieniu warunków synchronizacji włącza do sieci i następnie obciąża. Wadą tego sposobu rozruchu jest konieczność stosowania dodatkowej maszyny. Ponadto jeśli moment hamujący przyłożony do silnika synchronicznego już w czasie rozruchu jest duży, wówczas moc znamionowa silnika pomocniczego musi być odpowiednio duża.

R o z r u c h a s y n c h r o n i c z n y. Jak sama nazwa sugeruje, ten sposób rozruchu jest podobny do rozruchu silników asynchronicznych. Dla wytwarzania momentu rozruchowego w nabiegunkach wirnika umieszcza się uzwojenie rozruchowe (rys.5.31). Uzwojenie rozruchowe wykonuje się z prętów miedzianych, mosiężnych lub aluminiowych i jest ono podobne do uzwojenia klatkowego silnika asynchronicznego. Jeśli uzwojenie stojana takiej maszyny włączone zostanie do sieci, zaczyna się ona obracać jak normalny silnik asynchroniczny - wirnik osiąga prędkość obrotową bliską synchronicznej. Jeśli następnie wzbudzi się induktor prądem stałym, maszyna wytwarza przemienny w czasie moment elektromagnetyczny (5.72) o amplitudzie zależnej od wartości prądu wzbudzenia. Ponieważ



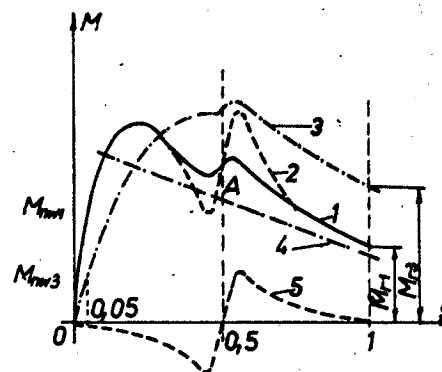
Rys.5.31. Uzwojenie rozruchowe silnika synchronicznego w różnych wykonaniach

jednak poślizg maszyny przy tym jest bardzo mały, okres  $T_M$  jest tak duży, że powstały moment przyspiesza wirnik i maszyna wpada w synchronizm. Dla przykładu: przy  $f = 50$  Hz oraz  $s = 0,05$  okres  $T_M$  wynosi  $T_M = 4$  s.

Rolę uzwojenia rozruchowego mogą odgrywać również obliczone specjalnie lite nabiegunniki. Przy poślizgach różnych od zera powstają w nich prądy wirowe, które stają się przyczyną wytwarzania momentu rozruchowego. Do silników synchronicznych przystosowanych do rozruchu asynchronicznego można stosować te same sposoby rozruchu jak przy klatkowych silnikach asynchronicznych (zob. p. 8.5.1.2.). Uzwojenie stojana włącza się normalnie bezpośrednio do sieci o znamionowym napięciu. Tylko w rzadkich przypadkach, przy silnikach o mocy paru tysięcy kilowatów, stosuje się rozruch z obniżonym napięciem.

Proces rozruchu asynchronicznego można podzielić na dwie części. Pierwszy etap obejmuje rozruch i przyspieszanie wirnika w zakresie poślizgów od  $s = 1$  do  $s \approx 0,05$ , wirnik doprowadza się do prędkości obrotowej  $n \approx 0,95 n_1$  pod wpływem działania momentu asynchronicznego. Przez cały czas trwania tego etapu rozruchu

uzwojenie wzbudzenia silnika zostaje zamknięte przez opornik o rezystancji 10 + 12 krotnie większej niż rezystancja samego uzwojenia. Obwód uzwojenia wzbudzenia silnika nie może pozostać



Rys.5.32. Momenty przy rozruchu asynchronicznym silnika synchronicznego: 1-obwód wzbudzenia zamknięty przez rezystor, 2-uzwojenie wzbudzenia zwarte, 3-przy dużej rezystancji uzwojenia rozruchowego (obwód wzbudzenia zamknięty przez rezystor), 4-moment obciążenia, 5-moment asynchroniczny jednofazowy powstający przy zwartym uzwojeniu wzbudzenia

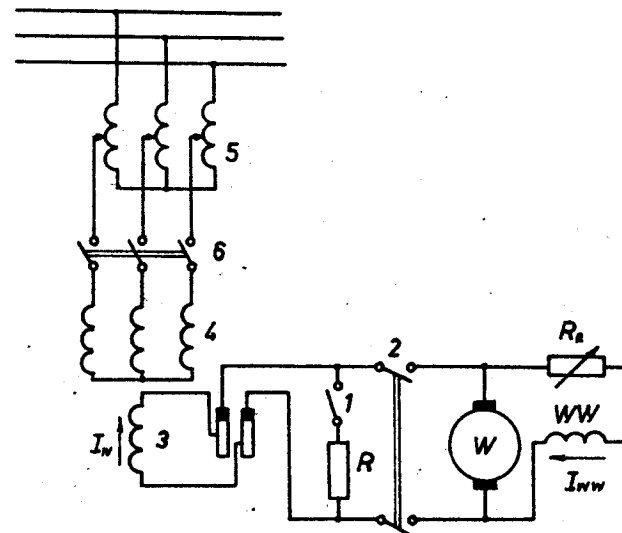
w czasie rozruchu otwarty, ponieważ pole wirujące stojana indukuje w nim, szczególnie na początku procesu (przy dużych poślizgach) SEM o dużej wartości, która może być niebezpieczna dla personelu obsługującego, oraz może spowodować uszkodzenie izolacji maszyny. Uzwojenia wzbudzenia nie wolno też zwierać. W takim przypadku w wirniku powstaje obwód jednofazowy o małej rezystancji którego prąd jest w stanie wytworzyć duży moment obrotowy, hamujący przy wszystkich prędkościach rotora, większych od połowy prędkości synchronicznej ( $n > 0,5 n_1$ ,  $s < 0,5$ ) - rysunek 5.32. Moment ten (linia 5) powoduje silny spadek momentu wypadkowego w okolicach poślizgu  $s < 0,5$  i może stać się przyczyną utyku silnika przy prędkości nieco większej od  $\frac{n_1}{2}$  (p.A), nie pozwalając mu dojść w ogóle do poślizgu  $s \approx 0,05$ . W sumie, w czasie pierwszej części procesu rozruchowego silnik synchroniczny może być traktowany jako asynchroniczny o specjalnie wykonanym wirniku.

w czasie rozruchu otwarty, ponieważ pole wirujące stojana indukuje w nim, szczególnie na początku procesu (przy dużych poślizgach) SEM o dużej wartości, która może być niebezpieczna dla personelu obsługującego, oraz może spowodować uszkodzenie izolacji maszyny. Uzwojenia wzbudzenia nie wolno też zwierać. W takim przypadku w wirniku powstaje obwód jednofazowy o małej rezystancji którego prąd jest w stanie wytworzyć duży

Z chwilą, kiedy przy zwiększaniu się prędkości obrotowej, wirnik osiągnie poślizg  $s \leq 0,05$ , rozpoczyna się drugi etap rozruchu, w którym uzwojenie wzbudzenia zostaje włączone do źródła prądu stałego. Od momentu włączenia prądu wzbudzenia, oprócz momentu asynchronicznego i momentu bezwładności mas wirujących, zaczyna działać moment synchroniczny, który w zakresie zmian kąta obciążenia  $0 < \theta < \pi$  sumuje się z momentem asynchronicznym i bierze udział w dalszym przyspieszeniu wirnika. Poślizg zmniejsza się do takiego stopnia, że w czasie jednego z zakresów zmian kąta obciążenia  $\theta$  od zera do około  $\frac{\pi}{2}$ , wirnik osiąga prędkość synchroniczną i wpada w synchronizm.

Proces wpadania silnika w synchronizm jest tym szybszy, im większe są momenty obrotowe synchroniczny i asynchroniczny przy poślizgu bliskim zera. Moment synchroniczny może być regulowany wzbudzeniem maszyny. Moment asynchroniczny zależy od przebiegu charakterystyki  $M_{as} = f(s)$  w obszarze małych poślizgów, moment asynchroniczny  $M_{nw}$  przy poślizgu  $s = 0,05$  nazywany jest umownie momentem znamionowym wpadu (rys.5.32). Przyjmuje się zazwyczaj, że  $\left(\frac{dM_{as}}{ds}\right)_{s=0} \approx \frac{M_{nw}}{0,05} = 20M_{nw}$ . Można więc wyciągnąć wniosek, że im większy jest moment znamionowy wpadu, tym lepsze są warunki wejścia w synchronizm. Wartości momentu znamionowego wpadu  $M_{nw}$  są uśrednione. Należy przy tym zauważyć, że maszyny o wyższym momencie wpadu mają mały początkowy moment rozruchowy  $M_r$  (rys.5.32). Wiąże się to z właściwościami funkcji  $M = f(s)$  maszyn asynchronicznych (zob. 4.3.2 oraz rys.4.17).

Na rysunku 5.33 pokazano schemat układu połączeń do rozruchu asynchronicznego silnika synchronicznego, który ma na swoim wale wzbudnicę prądu stałego. Przy rozruchu styki (2) są otwarte, natomiast wyłącznik (1) jest zamknięty. Przy tym uzwojenie wzbudzenia zostaje zamknięte przez rezystor  $R \approx (10 + 12) R_w$ . Przy poślizgu  $s \approx 0,05$



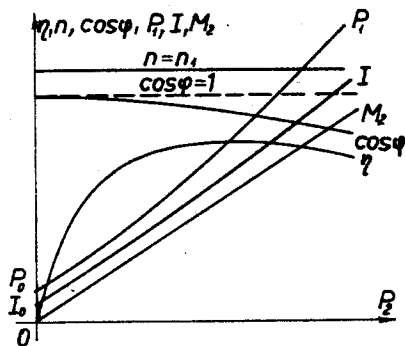
Rys.5.33. Schemat układu połączeń przy rozruchu silnika synchronicznego: 1,2,6 - wyłączniki, 3 - uzwojenie wzbudzenia, 4 - uzwojenie twornika, 5 - autotransformator obniżający napięcie, W - wzbudnica, WW - uzwojenie wzbudzenia wzbudnicy

zamyka się styki (2) i otwiera wyłącznik (1). Przez uzwojenie (3) zaczyna płynąć prąd wzbudzenia i silnik wchodzi w synchronizm.

Rozruch częstotliwościowy. Ten sposób rozruchu wymaga źródła o regulowanej częstotliwości i regulowanym napięciu. Przy rozruchu częstotliwościowym silnik jest cały czas w synchronizmie - od początkowego momentu rozruchu jego prędkość obrotowa zmienia się razem z częstotliwością napięcia zasilającego. Po włączeniu do sieci generator rozruchowy może zostać wyłączony. Konieczność oddzielnego generatora jest poważnym utrudnieniem, ograniczającym możliwości stosowania rozruchu częstotliwościowego - jest on drogi i stosowany rzadko.

### 5.5.2. Właściwości i stosowanie silników synchronicznych

Równania i wykresy wektorowe silników synchronicznych są podobne do równań i wykresów generatorów. Podstawową różnicę stanowi kąt obciążenia  $\theta$ , który przy silnikach ma wartość ujemną. Wykresy wektorowe silnika synchronicznego pokazano na rysunku 5.22, rysunek 5.28<sub>a</sub> - przypadek 3 oraz rysunek 5.29.



Rys. 5.34. Charakterystyki robocze silnika synchronicznego

Na rysunku 5.34 przedstawiono charakterystyki robocze silnika synchronicznego, są to zależności  $n$ ,  $P_1$ ,  $I$ ,  $\eta$ ,  $\cos \varphi$ ,  $M_2 = f(P_2)$  przy  $U = \text{const}$ ,  $f = \text{const}$  oraz  $I_w = \text{const}$ .

Prędkość obrotowa silnika synchronicznego ma stałą wartość  $n = n_1$  niezależnie od mocy oddawanej (obciążenia). Użyteczny moment mechaniczny  $M_2 = \frac{P_2}{2\pi n}$  jest proporcjonalny do mocy oddawanej, ponieważ  $n = n_1 = \text{const}$ . Zależność  $\eta = f(P_2)$  ma przebieg charakterystyczny dla wszystkich maszyn elektrycznych.

Możliwość regulacji wzbudzenia pozwala silnikowi synchronicznemu pracować z dużym współczynnikiem mocy  $\cos \varphi$ . W stanie przewzbudzonego oddaje on do sieci moc bierną indukcyjną. Na przedstawionym przykładzie (rys. 5.34) silnik jest tak wzbudzony, aby miał  $\cos \varphi = 1$  przy biegu jałowym. W takim przypadku, ze wzrostem

obciążenia zostaje on niedowzbudzony, w związku z czym pobiera z sieci moc indukcyjną dla kompensacji spadków indukcyjnych, a więc  $\cos \varphi$  maleje.

Bardzo często silniki synchroniczne pracują w stanie przewzbudzonego tak, aby przy znamionowym obciążeniu miały pojemnościowy współczynnik mocy  $\cos \varphi = 0,8$ . W takim razie w całym zakresie obciążeń dostarczają one do sieci moc indukcyjną i w ten sposób pokrywają znaczną część mocy biernej sieci, potrzebnej do magnesowania włączonych do niej transformatorów i silników asynchronicznych. Silniki pracujące w stanie przewzbudzenia muszą mieć uzwojenia wzbudzenia obliczone na duże prądy. Z tego powodu do wykonania wirników konieczne jest zastosowanie dużej ilości materiału przewodowego, maszyny mają duże gabaryty i są drogie.

Krzywe Mordey'a silnika synchronicznego są podobne do krzywych generatora (rys. 5.28<sub>b</sub>).

Podstawowymi zaletami silnika synchronicznego w porównaniu z asynchronicznym są:

1. Możliwość pracy z przewzbudzeniem. W ten sposób staje się on źródłem mocy biernej i odgrywa rolę kompensatora.
2. Liniowa zależność momentu elektromagnetycznego od napięcia zasilającego  $M = c U$  (przy silnikach asynchronicznych  $M = c_1 U^2$ ). Oznacza to, że zależność momentu silnika synchronicznego od odchylenia napięcia sieci jest mniejsza niż w przypadku silnika asynchronicznego. Silnik synchroniczny ma również większą przeciążalność od asynchronicznego.
3. Duża szczelina powietrzna, gwarantująca wysoką mechaniczną stabilność pracy.

Wadami silnika synchronicznego są jego wysoka cena (obecność maszyny wzbudzającej i uzwojenia rozruchowego), brak momentu rozruchowego i w związku z tym - skomplikowany rozruch oraz trudna regulacja prędkości obrotowej.

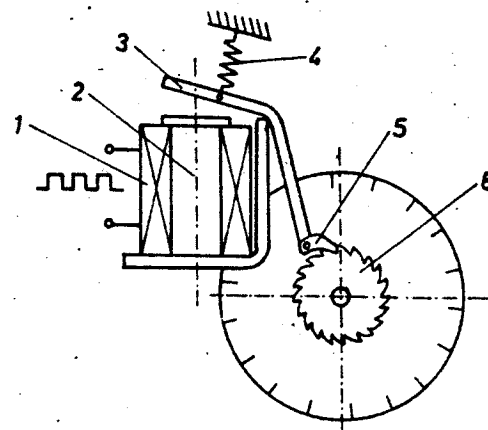
Niezależnie od wyliczonych powyżej wad, przewaga silników synchronicznych jest tak duża, że przy mocach  $P_n > 200 + 300$  kW celowe jest ich wykorzystywanie wszędzie tam, gdzie nie jest potrzebna duża częstotliwość włączenia i wyłączenia i nie jest wymagana regulacja prędkości obrotowej - np. do napędzania generatorów w układach Leonarda, wentylatorów, pomp dużej mocy, sprężarek, młynów oraz na statkach - do napędzania śrub i inne.

### 5.5.3. Silniki skokowe (impulsowe)

Silniki skokowe stosuje się szeroko w układach automatyki, gdzie sygnał sterujący wypracowuje się w formie cyfrowej lub w postaci impulsu. Służą one do przetwarzania impulsów elektrycznych w dyskretne przemieszczenia kątowe lub liniowe - "skoki".

Silniki skokowe znajdują zastosowanie np. w następujących przypadkach: jako elementy sumujące, w mechanizmach zegarowych, w obrabiarkach sterowanych programowo, w sterowanych, postępowo-zwrotnych mechanizmach taśmowych, do wypracowania synchronicznego obrotu wałków o regulowanej programowo przekładni, do zdalnego przekazywania kąta obrotu itd. Sygnały sterujące w postaci kolejnych impulsów elektrycznych małej mocy, wypracowane w cyfrowych lub innych urządzeniach programujących, po wzmocnieniu i po rozdzieleniu do odpowiedniej liczby faz silnika, zostają w silniku skokowym przetworzone bezpośrednio na proporcjonalne przemieszczenia mechanizmu roboczego. Pozwala to na istotne uproszczenie schematu strukturalnego układu i zupełne lub częściowe wyeliminowanie obwodów sprzężenia zwrotnego.

Zaletami napędów z silnikami skokowymi w porównaniu z układami nadążnymi spełniającymi takie same funkcje są: większa niezawodność urządzenia z uwagi na mniejszą liczbę elementów



Rys.5.35. Wybierak skokowy (zapadkowy): 1 - cewka, 2 - rdzeń, 3 - kotwica, 4 - sprężyna, 5 - zapadka, 6 - koło zapadkowe

składowych układu, mniejsza cena urządzenia, większa dokładność wypracowania dyskretnych przemieszczeń, prosta synteza układu automatyki, głównie z uwagi na mniejszą liczbę sprzężeń między węzłami.

Pierwowzorem silnika skokowego jest skokowy wybierak telefoniczny (rys.5.35). Składa się on z przekładnika elektromagnetycznego, którego kotwica (zwora) za pomocą zapadki napędza koło zapadkowe. Przy każdym impulsie elektromagnes przyciąga zworę i koło zapadkowe obraca się o jeden ząb - wykonuje jeden skok.

Rzeczywisty silnik skokowy jest bezstykową wirującą maszyną elektryczną. Konstrukcyjnie silnik ten jest wielofazowym silnikiem synchronicznym, zasilany impulsami elektrycznymi prądu stałego.

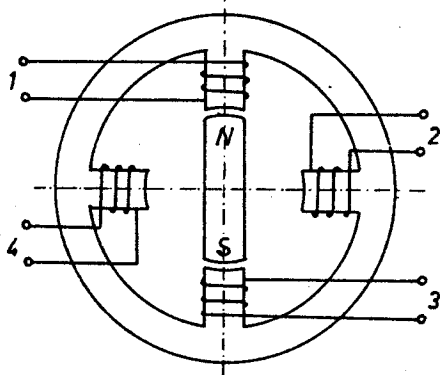
Stojan silnika skokowego składa się z blachy elektrotechnicznej. W żłobkach stojana znajduje się uzwojenie stojana. Liczba faz uzwojenia może wynosić  $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8$  itd. Normalnie przyjmuje się

$m = 1, 2, 4, 8$ , ponieważ zazwyczaj silnik skokowy zasilany jest z układu cyfrowego na elementach binarnych (dwójkowych), liczba których wynosi  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$  itd. Uzwojenie stojana może być rozłożone lub skoncentrowane. Stojan może mieć bieguny utajone lub wydane.

Wirnik silnika skokowego normalnie wykonuje się z pakietu blach, lecz może być i jednolity z biegunami jawnymi lub nie, bez wzbudzenia (bierny) lub ze wzbudzeniem z magnesów trwałych (czynny).

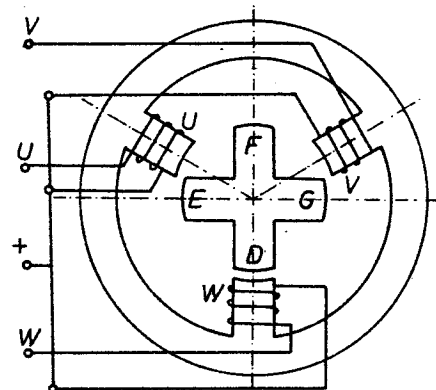
Zasada działania silnika polega na dążeniu wirnika do zajęcia w polu magnetycznym położenia, przy którym energia magnetyczna układu jest największa, a reluktancja najmniejsza.

Zmianę położenia biegunów wirnika w silniku skokowym z magnesami trwałymi realizuje się przez następujące po sobie wzbudzenia uzwojeń stojana wejściowymi impulsami sterującymi (rys. 5.36). Kątowy skok tych silników określa liczba par biegunów stojana i wirnika oraz układ sterowania sygnałami.



Rys. 5.36. Silnik skokowy z magnesami trwałymi

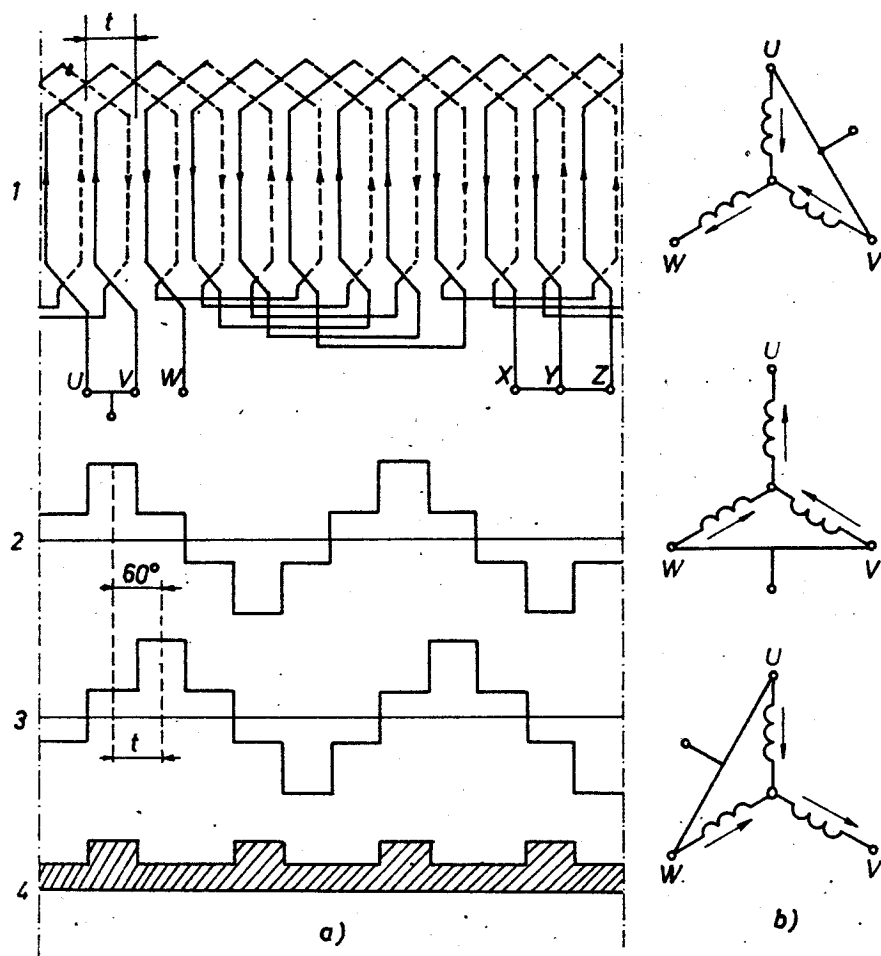
W silniku skokowym bez wzbudzenia (bierny, reaktywny, reluktancyjny) ruch wirnika powodują impulsy sygnałów wejściowych podawane na poszczególne uzwojenia stojana, którym towarzyszy obrót jawnobiegunowego wirnika w kierunku położenia odpowiadającego najmniejszej reluktancji dla strumienia zamykającego się przez obwód magnetyczny stojana, szczelinę i obwód magnetyczny wirnika. Silniki



Rys. 5.37. Silnik skokowy reluktancyjny

te różnią się od konwencjonalnych reluktancyjnych silników synchronicznych niejednakową liczbą wydanych biegunów na stojanie i na wirniku (rys. 5.37). Taka konstrukcja zapewnia możliwość uzyskania znacznych liczb skoków kątowych przypadających na jeden obrót wirnika, przy stosunkowo niewielkiej liczbie biegunów i realizuje zasadę redukcji elektromechanicznej. Objaśnia to rysunek 5.37. Po wzbudzeniu np. uzwojenia W, naprzeciwko tego uzwojenia ustali się biegun D, a po podaniu kolejnego impulsu na uzwojenie V, przesunięte względem W o  $120^\circ$ , biegun G obróci się tylko o  $30^\circ$ .

Na rysunku 5.38 przedstawiono schematycznie silnik skokowy bez wzbudzenia, z rozłożonym uzwojeniem stojana. W żłobkach stojana



Rys.5.38. Schemat silnika skokowego z rozłożonym uzwojeniem stojana:  
 a) 1 - schemat uzwojenia stojana, 2 - SMM stojana przy połączeniu zacisków U i V uzwojenia, 3 - SMM przy połączeniu zacisków V i W, 4 - schematyczny obraz wirnika,  
 b) - kolejność połączenia uzwojeń stojana

znajduje się uzwojenie trójfazowe przełączane za pomocą komutatora, tak jak pokazuje rysunek 5.38 b. Przy każdym przełączeniu siła magnetomotoryczna i pole magnetyczne stojana przemieszcza się o jedną podziałkę żłobkową  $t$ , odpowiadającą jednemu skokowi wirnika.

Skok wirnika w stopniach lub radianach określony jest wzorem:

$$d = \frac{360^\circ}{2pm} = \frac{\pi}{pm} \quad (5.74)$$

w którym:

- $d$  - skok silnika,
- $p$  - liczba par biegunów wirnika,
- $m$  - liczba faz stojana.

W silnikach bez wzbudzenia (biernych) liczba biegunów równa się liczbie zębów  $Z_2$  wirnika -  $2p = Z_2$ , więc

$$d = \frac{360^\circ}{Z_2 m} = \frac{2\pi}{Z_2 m} \quad (5.75)$$

Zwiększenie liczby skoków na jeden obrót silnika, co jest równorzędne ze zmniejszeniem skoku, można osiągnąć przez zwiększenie liczby biegunów wirnika lub przez połączenie w jeden silnik kilku niezależnych stojanów i wirników, przesuniętych odpowiednio względem siebie.

Najczęściej stosowanymi silnikami skokowymi są silniki o jawnobiegunowym stojanie z uzwojeniem cztero- lub dwufazowym i jawnobiegunowym (czynnym lub biernym) wirniku.

Najlepsze współczesne silniki skokowe mają moc znamionową rzędu kilku kW przy częstotliwości kilku kHz.



Nawrotu silników skokowych dokonuje się tak jak przy wszystkich maszynach wielofazowych - przez zmianę kolejności faz.

Silnikom skokowym stawia się następujące wymagania:

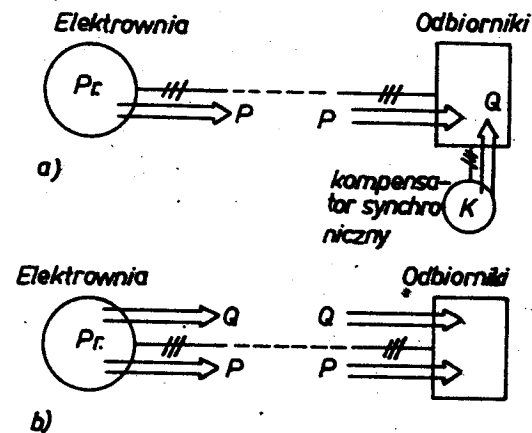
- 1) maksymalna szybkość działania, 2) możliwość uzyskiwania jak najmniejszego skoku - rzędu części jednego stopnia, 3) maksymalne wykorzystanie materiałów czynnych dla wytworzenia momentu synchronizującego przyczyniającego się do szybkiej stabilizacji skoku,
- 4) tłumienie niewymuszonych oscylacji wirnika w procesie wypracowywania skoków, 5) minimalny błąd kątowy wprowadzony w pracę układu,
- 6) niedopuszczalność nagromadzenia się błędów przy narastaniu liczby wypracowanych skoków, 7) minimalna liczba uzwojeń sterujących komutatowanych oddzielnie, 8) niezawodność w eksploatacji.

Utrata skoku jest niedopuszczalna w układach automatyki bez sprzężenia zwrotnego. Wiąże się z tym pojęcie **s t a b i l - n o ś ć** pracy silnika skokowego. Jest to zdolność silnika do pracy bez utraty skoku. Maksymalna częstotliwość nadążania impulsów sterujących, przy której wirnik silnika skokowego jest wciągany w synchronizm z miejsca i bez utraty skoku nazywana jest **c z ę s t o t l i w o ś c i ą** graniczną silnika skokowego. Częstotliwość graniczna współczesnych silników wynosi 200 i więcej Hz.

## 5.6. Kompensator synchroniczny

Kompensator synchroniczny jest to silnik synchroniczny pracujący w stanie biegu jałowego, wzbudzony tak, aby oddawał do sieci wyprzedzający lub opóźniony prąd. Maszyna ta wykorzystywana jest do poprawiania współczynnika mocy ( $\cos \varphi$ ), jak również do regulacji napięcia linii przesyłowych i sieci energetycznych.

Współczynnik mocy sieci poprawia się wtedy, kiedy kompensator włączony do niej jest przewzbudzony. Prąd, jaki w tym przypadku oddaje on do sieci, jest indukcyjny, potrzebny do magnesowania transformatorów i silników asynchronicznych. W ten sposób odciąża się linie przesyłowe od prądów indukcyjnych, zmniejsza się straty w sieciach i poprawia wykorzystywanie generatorów w elektrowniach. Kompensatory umiejscawia się najczęściej bezpośrednio przy odbiornikach (rys.5.39,a), odciażając linię i generator od przesyłu i wytwarzania mocy biernej (rys.5.39,a).



Rys.5.39. Rola kompensatora synchronicznego - układ energetyczny z (a) i bez (b) kompensacji mocy biernej

Regulacja napięcia linii polega na tym, że poprzez wzbudzenie kompensatora zmienia się wartość prądu płynącego w linii i tym samym wpływa się na spadek napięcia od tego prądu. Dla podtrzymania stałego napięcia sieci stosowane są szybko działające regulatory prądu wzbudzenia kompensatora.

Najważniejszą charakterystyką kompensatora synchronicznego jest zależność  $I = f(I_w)$  przy  $P \approx 0$ . Jest ona przypadkiem szczególnym krzywych Mordey'a (rys.5.28<sub>b</sub>). Charakterystyka ta wskazuje, w jaki sposób należy regulować prąd wzbudzenia kompensatora, aby otrzymać potrzebną zmianę prądu obciążenia. Krańcowym przypadkiem przy tej regulacji jest taki, przy którym  $I_w = 0$ . Aby kompensatory synchroniczne nie wypadały z synchronizmu przy  $I_w = 0$ , wykonywane są one z biegunami wydatnymi. Przy braku wzbudzenia kompensator pozostaje w synchronizmie, ponieważ działa jego moment reluktancyjny.

Kompensator synchroniczny pracuje praktycznie bez obciążenia czynnego, co oznacza, że kąt obciążenia wynosi  $\theta \approx 0$  (rys.5.20). W takim przypadku moment synchronizujący maszyny jest duży (w granicach maksymalnego - rys.5.27), natomiast problem przeciążalności statycznej w ogóle nie występuje. W związku z tym kompensatory synchroniczne wykonuje się z niewielką szczeliną powietrzną, ponieważ zmniejszenie momentu synchronizującego ( $M_s \sim \frac{1}{X_d} \sim \delta$ ) nie ma istotnego wpływu na stabilność pracy. Zmniejszenie szczeliny powietrznej prowadzi do oszczędności przewodu miedzianego uzwojenia wzbudzenia i do zmniejszenia kosztów produkcji maszyny.

Znamionową moc pozorną kompensatora definiuje się przy przewzbudzeniu \*

$$S_n = m U_n I_n \quad (5.76)$$

Maksymalne wartości prądu twornika  $I_{nw}$  i mocy pozornej  $S_{nw}$  przy niewzbudzeniu uzyskuje się przy  $I_w = 0$  i  $E_0 = 0$ . Jeśli pominiemy straty z rysunku 5.20<sub>b</sub> można napisać dla prądu  $I_{nw}$  następującą zależność:

$$I_{nw} = \frac{E_0 - U_n}{j X_d} = j \frac{U_n}{X_d} \quad (5.77)$$

Odpowiednia moc pozorna wynosi

$$S_{nw} = m U_n I_{nw} = m \frac{U_n^2}{X_d} \quad (5.78)$$

Stosunek  $\gamma$  między mocą kompensatora przy  $I_w = 0$  a mocą znamionową wynosi

$$\gamma = \frac{S_{nw}}{S_n} = \frac{U_n}{X_d I_n} = \frac{1}{X_d^*} \quad (5.79)$$

W kompensatorach normalnie  $X_d^* = 1,5 + 2,2$ . W efekcie powyższy stosunek będzie wynosił  $\gamma = 0,45 + 0,67$ .

W większości przypadków pracy kompensatora moc kompensująca przy niedowzbudzeniu jest zwykle mniejsza niż przy przewzbudzeniu i powyższe wartości  $\gamma$  spełniają wymagania eksploatacyjne. Czasami jednak, przeważnie nocą, nieobciążone układy energetyczne dużej mocy potrzebują tak dużej mocy pojemnościowej  $S_{nw}$ , że przytoczone wartości  $\gamma$  mogą okazać się za małe. Podwyższenie mocy  $S_{nw}$  oraz  $\gamma$  w takich przypadkach uzyskuje się wzbudzając kompensator ujemnym prądem. W takim razie SEM  $E_0$  w równaniu (5.77) będzie też ujemna, co powoduje wzrost prądu  $I_{nw}$ . Kompensator zostaje w synchronizmie dzięki momentowi reaktywnemu (reluktancyjnemu) oraz dlatego że nie jest obciążony czynnie.

Rozruch kompensatora odbywa się tak samo, jak rozruch silnika synchronicznego. Najczęściej stosowanym rozruchem jest rozruch asynchroniczny za pomocą dodatkowej klatki rozruchowej. Kompensator nie przekazuje na zewnątrz żadnego momentu obrotowego,

w związku z czym jego wał jest cieńszy od wału silnika lub prądnicy synchronicznej o tej samej znamionowej mocy pozornej. Z tego powodu nie ma on również wyprowadzonego końca wału. Kompensatory są maszynami dużej mocy. Obecnie wykonuje się maszyny o mocy znamionowej  $S_n = 100 \text{ MVA}$ , przy liczbie biegunów  $2p = 6$  lub  $8$ .

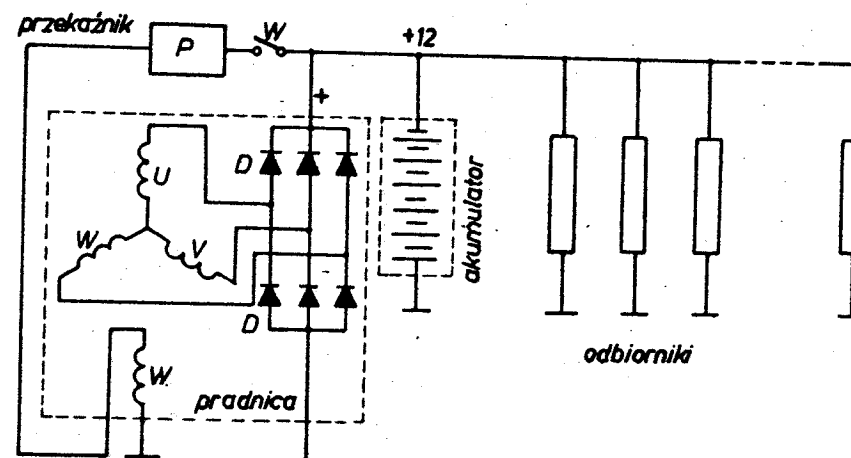
### 5.7. Generatory synchroniczne dla pojazdów samochodowych

Rola prądnic w pojazdach samochodowych jest znana - służą one do ładowania akumulatorów w czasie jazdy oraz do zasilania całej instalacji elektrycznej, jak: oświetlenie, zapłon, silniczki pomocnicze ogrzewania, wycieraczek itd. W niektórych pojazdach są to prądnice komutatorowe prądu stałego (zob. rozdział 6), natomiast w nowszych rozwiązaniach - trójfazowe generatory synchroniczne o własnym wzbudzeniu. W tych ostatnich przypadkach prąd przemienny prostowany jest za pomocą wbudowanego prostownika półprzewodnikowego. Moc generatora samochodowego jest niewielka - normalnie kilkaset watów - a napięcie - niskie (12 - 24 V).

Na rysunku 5.40 pokazano schemat ideowy instalacji elektrycznej pojazdu samochodowego razem z podstawowymi odbiornikami. Zasada działania generatora samochodowego jest zasadą działania maszyny (prądnicy) synchronicznej z tą różnicą, że w tym przypadku wzbudzenie jest własne, bocznikowe, a nie obce. Uzwojenie wzbudzenia zasilane jest z zacisków prostownika, prądem wyprostowanym. Samowzbudzenie się generatora jest możliwe tylko wtedy, kiedy istnieją warunki powstania początkowego prądu wzbudzenia. Takie warunki gwarantuje tzw. magnetyzm szczątkowy (remanencja magnetyczna). Strumień szczątkowy indukuje w uzwojeniu twornika słabe napięcie wymuszające prąd w uzwojeniu wzbudzenia. Prąd ten, pod warunkiem, że jego

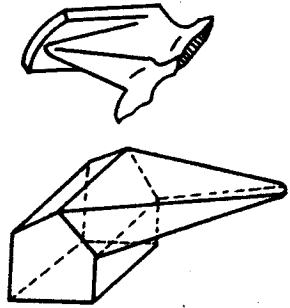
strumień magnetyczny jest zgodny ze strumieniem szczątkowym, powoduje narastanie strumienia induktora do pełnego wzbudzenia maszyny.

Twornik synchronicznych generatorów samochodowych, nazywanych potocznie alternatorami, jest podobny konstrukcyjnie do twornika normalnej maszyny synchronicznej. Znajduje się on w stojanie maszyny, złożonym z cienkich blach ze stali elektrotechnicznej. W żłobkach twornika umieszczone jest jego trójfazowe uzwojenie. Na jednej z tarcz łożyskowych wmontowane są (w specjalnych gniazdach) diody prostownicze. Prostowanie jest dwupołówkowe - diody łączy się normalnie w trójfazowy układ mostkowy.

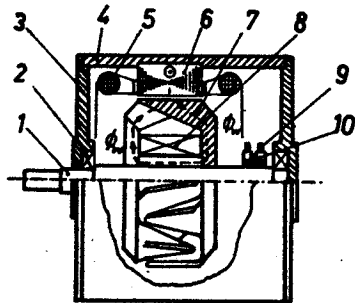


Rys.5.40. Schemat ideowy elektrycznej instalacji samochodowej

Odmierna od klasycznej jest konstrukcja wirnika (induktora). Konstrukcja klasyczna - bieguny z cewkami uzwojenia - jest nieprzydatna z powodu niewielkiej przestrzeni w pojazdach, małych gabarytów maszyny, a co za tym idzie - z powodu braku miejsca dla biegunów.



Rys. 5.41. Bieguny kłowe



Rys. 5.42. Prądnica z biegunami kłowymi : 1 - wał, 2 - łożyska, 3 - tarcze łożyskowe, 4 - korpus, 5 - uzwojenie stojana, 6 - pakiet stojana, 7 - bieguny kłowe, 8 - uzwojenie (cewka) wzbudzenia, 9 - szczotki, 10 - pierścienie ślizgowe

W generatorach samochodowych stosowane są induktry o biegunach kłowych - rysunek 5.41. Wirnik prądnicy składa się z dwóch wirników gwiaździstych z biegunami kłowymi - rysunek 5.42. W ten sposób realizuje się ich przestrzenne rozstawienie w granicach

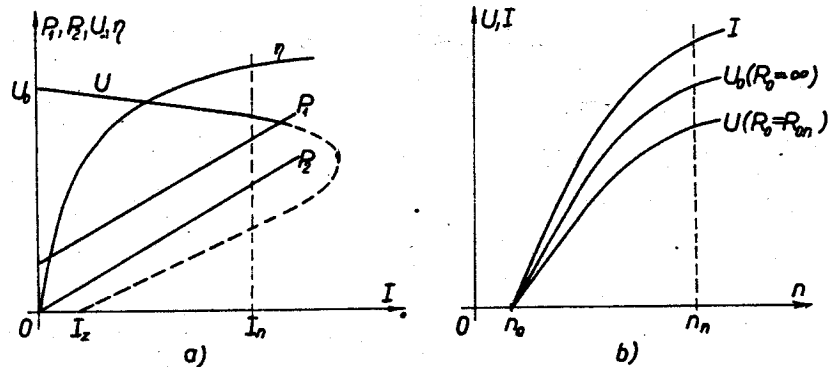
wymaganych przez podziałkę biegunową maszyny  $\tau = \frac{2p}{p} = \frac{p}{p}$ .

Bieguny są z żeliwa, odlewa się je jednocześnie. Między dwoma układami biegunów montuje się uzwojenie wzbudzenia, w tym przypadku jedną cewkę. Cewka uzwojenia wzbudzenia zasilana jest prądem stałym z prostownika lub z akumulatora za pomocą pierścieni i szczotek, znajdujących się na wale. Ponieważ cewka wzbudzenia jest jedna, jeden z gwiaździstych układów biegunów będzie miał określoną biegunowość, natomiast wszystkie bieguny drugiego układu - przeciwną. Tak więc wszystkie bieguny pierwszego układu będą tylko np. biegunami N, a pozostałe - S. W związku z tym, że oba układy wkłada się jeden w drugi, bieguny będą zmieniać się alternatywnie - N - S - N - S itd. Generatory tego typu wykonuje się jako wielobiegunowe (np.  $2p = 12$ ).

Bardzo często w generatorach synchronicznych do pojazdów zamiast uzwojenia wzbudzenia stosuje się wzbudzenie z magnesów trwałych (tzw. generatory magnetoelektryczne). Takie generatory znajdują zastosowanie w samochodach, w traktorach, jak również i w innych pojazdach gdyż są bardzo lekkie. Generatory synchroniczne z magnesami trwałymi mają prostą konstrukcję lecz jednocześnie z tym i bardzo małą moc. Ich stojan nie różni się od stojana pozostałych maszyn synchronicznych, natomiast wirnik jest gwiaździsty bez uzwojenia.

Generatorem synchronicznym z magnesami trwałymi jest również prądniczka, stosowana w motocyklach. Ma ona konstrukcję odwróconą, charakteryzującą się tym, że wirnik znajduje się zewnątrz stojana. Zewnętrzny wirnik jest jednocześnie kołem zamachowym zabezpieczającym równomierne wirowanie jednocylindrowego silnika spalinowego. Stojan znajduje się w środku maszyny. Jego uzwojenie składa się z dwóch cewek - jedna do zasilania oświetlenia, druga - do zapłonu. Generator motocyklowy jest więc dwufazowy. Instalacja elektryczna nie ma akumulatora, w związku z czym prąd przemienny nie jest prostowany. Zarówno oświetlenie, jak i zapłon zasilane są prądem przemiennym.

Prądniczka rowerowa jest też generatorem synchronicznym o magnesach trwałych. Jest ona generatorem jednofazowym bez prostowania prądu.



Rys. 5.43. Charakterystyki synchronicznej prądnicy samochodowej

Charakterystyki wszystkich wymienionych generatorów synchronicznych używanych w pojazdach są podobne. Na rysunku 5.43a pokazano charakterystykę zewnętrzną oraz tzw. charakterystyki robocze, natomiast na rysunku 5.43b charakterystyki prądu twornika i napięcia generatora w zależności od prędkości obrotowej wirnika. Interesująca jest charakterystyka zewnętrzna  $U = f(I)$ . Jest ona znamionowa dla generatorów o wzbudzeniu bocznikowym. Ze wzrostem prądu obciążenia  $I$  napięcie  $U$  na zaciskach maszyny maleje z powodu spadków napięcia na rezystancji  $R_a$  i na reaktancji synchronicznej  $X_d$  oraz  $X_q$  twornika. Jednocześnie z napięciem maleje prąd wzbudzenia  $I_w = \frac{U}{R_w}$ , co powoduje zmniejszenie strumienia  $\Phi_w$ ,  $E_o$  oraz  $U$ . Przy znacznym zmniejszeniu napięcia prąd twornika  $I$  zaczyna też obniżać swoją wartość. W związku z tym prąd zwarcia ustalonego prądnic samochodowych jest mniejszy od ich prądu znamionowego,

jego wartość zależy od napięcia indukowanego przez strumień szczątkowy. Dlatego też można uważać, że zwarcia nie są niebezpieczne dla generatorów o wzbudzeniu bocznikowym. Stwierdzenie to odnosi się oczywiście, jak zostało wspomniane powyżej, do prądu zwarcia ustalonego. Prąd udarowy stanu przejściowego przy zwarciu może natomiast osiągnąć spore wartości.

Charakterystyki prądu twornika  $I = f(n)$  oraz napięcia na zaciskach  $U = f(n)$  mają tzw. strefę martwą. Jest ona uzależniona od prędkości obrotowej  $n_0$  powyżej której jest możliwe samowzbudzenie się i od której dopiero prądnica zaczyna "oddawać" napięcie. Charakterystyki te mają wyraźnie zaznaczony przebieg nieliniowy. Z punktu widzenia pojazdów samochodowych jest to zaletą prądnic. Wiąże się ona z dużym zakresem zmiany prędkości obrotowej silnika spalinowego w czasie jego pracy (1:6) - w całym tym obszarze napięcie generatora samochodowego ulega stosunkowo niewielkim zmianom, "nie rośnie za bardzo". Zjawisko to można wytłumaczyć szybko rosnącymi spadkami napięcia na reaktancjach  $X_d$  oraz  $X_q$ . W miarę wzrostu prędkości obrotowej rośnie częstotliwość indukowanej SEM i prądu ( $f = pn$ ), a razem z nią rosną reaktancje, ponieważ są one proporcjonalne do częstotliwości:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L = 2\pi p n L \quad (5.80)$$

Ponieważ przy tym prąd też rośnie, jasne jest więc, że spadki napięcia ( $I X$ ) będą duże, co ogranicza wzrost napięcia na zaciskach maszyny.

Napięcie na zaciskach generatora może być odpowiednimi sposobami stabilizowane tak, aby nie zależało od zmian prędkości obrotowej i prądu obciążenia. Jest to problem z jednej strony dość skomplikowany, a z drugiej - wychodzący poza tematykę materiału objętego w niniejszym podręczniku.