

Diktat III Kuliah Kendali Motor:
**MOTOR INDUKSI: MEDAN MAGNET,
PRODUKSI TORSI, KARAKTERISTIK
OPERASI DAN RANGKAIAN
EKIVALENNYA**



Tole Sutikno, Ph.D.

**PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
UNIVERSITAS AHMAD DAHLAN
2018/2019**

Kata Pengantar

Puji syukur kehadirat Allah SWT, Tuhan Yang Maha Esa, atas limpahan rahmat dan karuniaNya sehingga diktat/bahan ajar “**MOTOR INDUKSI: MEDAN MAGNET, PRODUKSI TORSI, KARAKTERISTIK OPERASI DAN RANGKAIAN EKIVALENNYA**” ini telah diselesaikan. Diktat ini disusun sebagai buku ajar mahasiswa Strata 1 maupun Diploma jurusan Teknik Elektro.

Diktat ini disusun berdasarkan referensi dari berbagai buku, hasil penelitian dan data dari industri yang berkaitan. Diktat ini disusun menjadi 3 Bab utama yang membahas tentang motor induksi - medan rotasi, slip dan torsi, karakteristik operasi motor induksi, dan rangkaian ekivalen motor induksi. Bahan ajar ini juga dilengkapi soal latihan untuk mengasah kemampuan mahasiswa terkait bahasan-bahasan yang telah dipelajari.

Penulis menyadari masih banyak kekurangan dalam penyusunan diktat ini, untuk itu kami sangat mengharapkan kritik dan saran terhadap penyempurnaan diktat ini. Semoga dengan adanya diktat ini dapat memberikan manfaat yang luas bagi pembaca.

01 Januari 2019

Penulis

Tole Sutikno

Daftar Isi

1. MOTOR INDUKSI - MEDAN ROTASI, SLIP DAN TORSI.....	7
PENDAHULUAN	7
Pendekatan Garis Besar	8
PUTARAN MEDAN MAGNET	9
Produksi medan magnet yang berputar	10
Medan yang dihasilkan oleh masing-masing fasa lilitan	11
Medan yang dihasilkan	15
Arah Putaran	16
Fluks utama (celah udara) dan fluks bocor	16
Besarnya gelombang fluks yang berputar	17
Kekuatan eksitasi dan VA	19
Ringkasan	20
PRODUKSI TORSI	20
Konstruksi Rotor	21
Slip	22
Rotor yang diinduksi GGL, arus dan torsi	22
Arus rotor dan torsi - slip kecil	24
Arus rotor dan torsi - slip besar	26
PENGARUH ROTOR SAAT INI PADA FLUKS	28
Pengurangan fluks oleh arus rotor	29
KARAKTERISTIK KECEPATAN ARUS STATOR	30
ULASAN PERTANYAAN.....	32
2. KARAKTERISTIK OPERASI MOTOR INDUKSI.....	34
METODE STARTING CAGE MOTOR	34
Masalah starting direct.....	34
Bintang / delta (wye/mesh) starter	37
Autotransformer starter.....	38
Resistansi atau reaktansi <i>starter</i>	38
Solid-state soft starting	39
Starting menggunakan inverter frekuensi-variabel.....	40
PERJALANAN DAN DAERAH OPERASI YANG STABIL	41
Efek Harmonik– skewing	42
Beban inersia tinggi - terlalu panas.....	43
Kekurangan dan efisiensi rotor dalam keadaan tetap	44
Stabilitas kondisi tetap – torsi tarik dan ulur	44
TORSI – SPEED CURVES – PENGARUH PARAMETER ROTOR	45

Rotor Sangkar	46
Rotor Sangkar Ganda.....	47
Rotor Batang Dalam	48
Starting dan menjalankan motor slipring.....	50
PENGARUH TEGANGAN SUPPLY TERHADAP KURVA KECEPATAN TORSI.....	51
GENERATING AND BRAKING	52
Generating region – overhauling loads.....	53
Plug reversal and plug braking	54
Injection braking.....	55
SPEED CONTROL.....	55
Pole-changing motors	56
Voltage control of high-resistance cage motors	56
Speed control of wound-rotor motors.....	57
POWER FACTOR CONTROL AND ENERGY OPTIMISATION	58
Kontrol tegangan	58
Slip energy recovery (wound rotor motors).....	59
SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS	60
Prinsip operasi	60
Capacitor-run motors	62
Split-phase motors	63
Motor Kutub Bayangan	63
SIZE RANGE.....	64
Scaling down – the excitation problem.....	64
ULASAN PERTANYAAN.....	65
3. RANGKAIAN EKIVALEN MOTOR INDUKSI	68
PENDAHULUAN.....	68
Garis Besar Pendekatan	68
KESAMAAN ANTARA MOTOR INDUKSI DAN TRANSFORMATOR.....	69
TRANSFORMATOR IDEAL.....	71
Trafo ideal - kondisi tanpa beban, fluks, dan arus magnetisasi	71
Trafo ideal - kondisi tanpa beban, rasio tegangan	76
Tranformator ideal pada beban	77
TRANSFORMER NYATA	78
Trafo nyata - kondisi tanpa beban, fluks, dan arus magnetisasi	79
Transformator nyata - reaktansi kebocoran	81
Transformator nyata pada beban - tepat rangkaian ekuivalen	82
Transformator nyata - perkiraan rangkaian ekuivalen.....	84
Pengukuran parameter	85
Pentingnya parameter rangkaian ekuivalen	86

PENGEMBANGAN RANGKAIAN EKUIVALEN MOTOR INDUKSI	88
Kondisi Seimbang.....	88
Pemodelan proses konversi energi elektromekanikal	88
SIFAT MOTOR INDUKSI	90
KESEIMBANGAN DAYA	91
Torsi.....	91
PREDIKSI KINERJA – CONTOH.....	92
Arus Listirk.....	93
Output Daya.....	93
Efficiency.....	94
Diagram fasor	94
PERKIRAAN RANGKAIAN EKUIVALEN	96
Hubungan awal dan beban penuh	96
Ketergantungan dari menarik keluar torsi pada parameter motor	97
Analisis	98
Interpretasi grafis melalui diagram fasor	99
PENGUKURAN PARAMETER	102
RANGKAIAN EKUIVENEN DI BAWAH KONDISI FREKUENSI VARIABEL	102
ULASAN PERTANYAAN.....	104

1. MOTOR INDUKSI - MEDAN ROTASI, SLIP DAN TORSI

PENDAHULUAN

Mempertimbangkan dari segi kemampuan, untuk fungsi ditambah dengan kesederhanaan, maka motor induksi perlu peringkat disepanjang ulir sekrup sebagai salah satu penemuan terbaik manusia. Hal ini tidak hanya sangat bagus untuk konverter energi elektromekanis, tetapi juga penting dengan sekitar sepertiga dari semua listrik yang dihasilkan, dikonversi kembali menjadi energi mekanik dalam motor induksi. Meskipun memainkan peran kunci dalam lembaga industri, sebagian besar tetap tidak diperhatikan karena perannya yang biasa-biasa saja di lingkungan yang tidak berdaya tarik untuk menggunakan motor, pompa, kipas angin, kompresor, konveyor, kerekan, dan sejumlah tugas sehari-hari yang sangat penting lainnya. Tidak diragukan lagi akan terus mendominasi aplikasi-aplikasi berkecepatan konstan/tetap (*fixed-speed*) ini, tetapi berkat tersediannya inverter frekuensi variabel yang dapat diandalkan, hal ini sekarang juga menjadi pengendali dalam medan kecepatan-terkontrol.

Seperti DC motor, motor induksi mengembangkan torsi dengan interaksi arus aksial pada rotor dan medan magnet radial yang dihasilkan oleh stator. Tetapi, meskipun pada DC motor 'kerja' saat ini arus harus dimasukkan ke dalam rotor melalui sikat dan komutator, arus penghasil torsi di rotor motor induksi diinduksi oleh aksi elektromagnetik, maka nama 'motor induksi'. Karenanya belitan stator tidak hanya menghasilkan medan magnet ('eksitasi') tetapi juga memasok energi yang dikonversi menjadi keluaran mekanis. Tidak adanya kontak mekanis geser dan penghematan akibat pemeliharaan dalam hal ini merupakan keuntungan utama motor induksi dibandingkan dengan saingan DC-nya.

Perbedaan lain antara motor induksi dan DC motor pertama-tama bahwa pasokan ke motor induksi adalah AC (biasanya 3-fasa, tetapi motor induksi berputar relatif terhadap stator, sedangkan pada DC motor stasioner dan ketiga bahwa stator dan rotor pada motor induksi tidak menonjol (yaitu secara efektif halus) sedangkan DC motor stator memiliki memproyeksikan kutub atau arti-penting yang menentukan posisi belitan medan.. Dengan adanya perbedaan-perbedaan ini, kita mungkin berharap untuk menemukan perbedaan besar antara kinerja kedua jenis motor, dan memang benar bahwa karakteristik yang melekat mereka menunjukkan fitur yang berbeda. Tetapi ada juga banyak aspek perilaku yang serupa, seperti yang akan kita lihat. Mungkin yang paling penting dari sudut pandang pengguna adalah bahwa tidak ada perbedaan dramatis dalam ukuran atau berat antara motor induksi dan DC motor memberikan kekuatan yang sama pada kecepatan dasar yang sama, meskipun motor induksi hampir selalu akan jauh lebih murah. Kesamaan ukuran adalah cerminan dari fakta bahwa kedua jenis menggunakan jumlah tembaga dan besi yang sama, sedangkan perbedaan harga berasal dari konstruksi motor induksi yang lebih sederhana.

Pendekatan Garis Besar

Untuk memahami bagaimana motor induksi beroperasi, pertama-tama kita harus menyelesaikan masalah medan magnet yang berputar. Kita akan melihat nanti bahwa rotor secara efektif ditarik oleh medan yang berputar, tetapi hal itu agar tidak dapat berputar secepat medan. Ketika kita ingin mengontrol kecepatan rotor, cara terbaik adalah mengontrol kecepatan medan.

Pandangan kita pada mekanisme medan yang putar akan fokus pada lilitan stator karena mereka bertindak sebagai sumber fluks. Pada bagian diskusi ini, kita akan mengabaikan adanya konduktor rotor. Hal ini membuat lebih mudah untuk memahami apa yang mengatur kecepatan rotasi dan besarnya medan, yang merupakan dua faktor yang sebagian besar mempengaruhi fungsi motor

Setelah menetapkan bagaimana medan putar diatur dan bergantung pada kecepatan dan kekuatannya, kita bergerak untuk memeriksa rotor, berkonsentrasi pada bagaimana rotor tersebut bekerja ketika terkena medan putar, dan menemukan bagaimana arus dan torsi rotor yang diinduksi bervariasi dengan rotor kecepatan. Pada bagian ini, kita berasumsi - lagi demi kesederhanaan bahwa fluks putar yang diatur oleh stator tidak dipengaruhi oleh rotor.

Dalam membahas bagaimana motor beroperasi, pendekatan ini pertama yaitu beracuan pada gambar fluks utama atau celah udara. Semua karakteristik utama yang menarik bagi pengguna dapat dijelaskan dan dipahami begitu ide yang jelas telah terbentuk tentang apa itu gelombang fluks, apa yang menentukan amplitudo dan kecepatannya serta bagaimana ia berinteraksi dengan rotor untuk menghasilkan torsi.

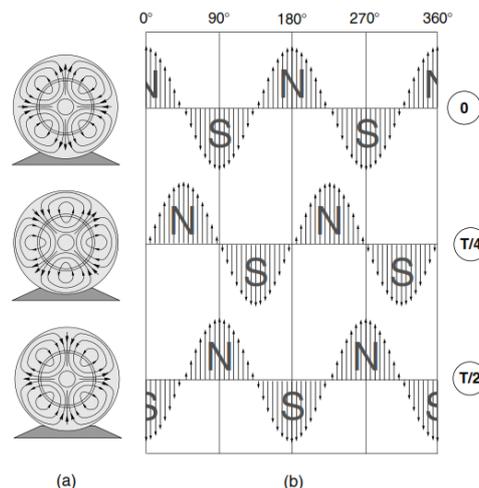
Pendekatan alternatif, yang disukai di sebagian besar buku teks pada mesin listrik, adalah untuk bergerak cepat ke posisi di mana mesin yang diwakili oleh model rangkaian yang (cukup rumit), kemudian dapat digunakan untuk memprediksi kinerja. Rangkaian ekuivalen dapat memberikan jawaban kualitatif untuk beberapa pertanyaan yang akan kita bahas, ada hal-hal lain (seperti fakta bahwa frekuensi rotor berbeda dari frekuensi stator) yang disamarkan dalam pendekatan rangkaian.

Aspek-aspek mendasar yang telah kita eksplorasi sejauh ini (fluks magnet, MMF, *reluctance*, gaya elektromagnetik, Gaya Gerak Listrik (GGL)) akan diperlukan lagi di sini, sama seperti dalam studi motor DC. Tetapi terlepas dari kesamaan dasar mereka, kebanyakan pembaca mungkin akan berpendapat bahwa motor induksi lebih sulit untuk dipahami daripada DC motor. Hal ini karena sekarang kita berurusan dengan sebaliknya dalam jumlah yang tetap (jadi, misalnya, reaktansi induktif menjadi sangat signifikan), dan juga karena (seperti disebutkan sebelumnya) lilitan tunggal bekerja secara simultan sebagai produsen Fluks yang bekerja dan pemasok energi yang dikonversi. Pembaca yang tidak terbiasa dengan teori rangkaian AC, termasuk reaktansi, impedansi, diagram *phasor* (tetapi tidak, pada tahap ini, bernotasi 'j') dan gagasan dasar tentang sistem 3-fasa harus melakukan beberapa persiapan pekerjaan sebelum mempelajari lebih jauh dalam bab ini.

PUTARAN MEDAN MAGNET

Sebelum kita melihat bagaimana medan berputar diproduksi, kita harus jelas apa itu sebenarnya. Karena permukaan besi rotor dan stator halus (terlepas dari slotting biasa), dan dipisahkan oleh celah udara kecil, Fluks yang dihasilkan oleh belitan stator melintasi celah udara secara radial. Perilaku motor ditentukan oleh fluks radial ini, jadi kita akan berkonsentrasi pada pembentukan gambaran mental tentang apa yang dimaksud dengan ‘Gelombang fluks’ di motor induksi.

Pola fluks dalam motor induksi 4-kutub yang ideal dipasok dari sumber 3-fasa seimbang ditunjukkan pada Gambar 1.1 (a). Gambar teratas berhubungan dengan waktu $t = 0$, yang di tengah menunjukkan pola fluks seperempat dari siklus pasokan listrik nanti (yaitu 5 ms jika frekuensinya 50 Hz) dan yang lebih rendah sesuai dengan siklus seperempat lebih lanjut nanti. Kita mencatat bahwa pola garis fluks diulang dalam setiap kasus, kecuali pada yang tengah dan rendah



Gambar 1.1 (a) Pola fluks pada motor induksi 4-kutub pada tiga waktu berurutan, masing-masing seperempat siklus terpisah; (b) distribusi Fluksdensitas radial di celah udara di tiga contoh ditunjukkan pada Gambar 1.1 (a)

diputar masing-masing sebesar 458 dan 908, sehubungan dengan sketsa teratas.

Istilah 4 kutub menggambarkan fakta bahwa fluks meninggalkan stator dari dua kutub N, dan kembali pada dua kutub S. Namun, perlu diketahui bahwa tidak ada ciri fisik stator iron untuk menandainya sebagai 4 kutub, daripada untuk mengatakan 2 kutub atau 6 kutub. Seperti yang akan kita lihat, tata letak dan interkoneksi kumparan stator-lah yang menentukan nomor kutub.

Jika kita memplotkan variasi kepadatan fluks celah udara radial sehubungan dengan jarak di sekitar stator, pada masing-masing dari tiga *instance* waktu, kita mendapatkan pola yang ditunjukkan pada Gambar 1.1 (b). Fitur pertama yang perlu diperhatikan adalah bahwa kepadatan fluks radial bervariasi secara sinusoidal di ruang angkasa. Ada dua puncak N dan dua puncak S, tetapi transisi dari N ke S terjadi dengan cara sinusoidal yang halus, sehingga menimbulkan istilah

‘Gelombang fluks’. Jarak dari pusat satu kutub N ke pusat kutub S yang berdekatan disebut kutub-pitch, karena alasan yang jelas.

Tetap dengan Gambar 1.1 (b), kita mencatat bahwa setelah seperempat dari siklus frekuensi induk, gelombang fluks mempertahankan bentuk aslinya, tetapi telah bergerak mengelilingi stator dengan setengah kutub-pitch, sementara setelah setengah siklus itu telah bergerak bulat oleh kutub-pitch penuh. Jika kita memplot pola pada waktu menengah, kita akan menemukan bahwa gelombang itu mempertahankan bentuk yang konstan, dan berkembang dengan lancar, maju dengan kecepatan yang sama dari dua kutub-pitch per siklus utama. Istilah *Travelling Fluks wave* dengan demikian adalah yang tepat untuk menggambarkan medan celah udara.

Untuk gelombang 4 kutub di sini, satu revolusi lengkap membutuhkan dua siklus suplai, sehingga kecepatannya 25 putaran / detik (1500 putaran / menit) dengan pasokan 50 Hz, atau 30 rev / s (1800 putaran / menit) pada 60 Hz. Ekspresi umum untuk kecepatan medan (yang dikenal sebagai kecepatan sinkron) N_s , dalam putaran / menit adalah

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad (1.1)$$

di mana p adalah nomor kutub. Nomor kutub harus bilangan bulat genap, karena untuk setiap kutub N harus ada kutub S. Kecepatan sinkron untuk nomor kutub yang umum digunakan diberikan

Nomor Kutub	Kecepatan sinkron, dalam putaran / menit	
	50 Hz	60 Hz
2	3000	3600
4	1500	1800
6	1000	1200
8	750	900
10	600	720
12	500	600

dalam tabel di bawah ini.

Kita dapat melihat dari tabel bahwa jika kita ingin medan berputar dengan kecepatan menengah, kita harus dapat memvariasikan frekuensi pasokan.

Produksi medan magnet yang berputar

Sekarang kita memiliki gambar medan, kita beralih ke bagaimana hal itu diproduksi. Jika kita memeriksa lilitan stator dari motor induksi, kita beranggapan bahwa itu terdiri dari susunan yang sama dari lilitan identik, yang terletak di slot. Kumparan sebenarnya terhubung untuk membentuk tiga kelompok identik atau belitan fasa, didistribusikan di sekitar stator, dan secara simetris bergeser sehubungan dengan satu sama lain. Gulungan tiga fasa terhubung baik di bintang (*wye*) atau delta (*mesh*), seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.2.

Gulungan tiga fasa terhubung langsung ke AC tiga fasa pasokan, dan arus (yang menghasilkan MMF yang mengatur fluks) memiliki amplitudo yang sama tetapi berbeda dalam fasa waktu dengan sepertiga dari siklus (120°), membentuk set tiga fasa yang seimbang.

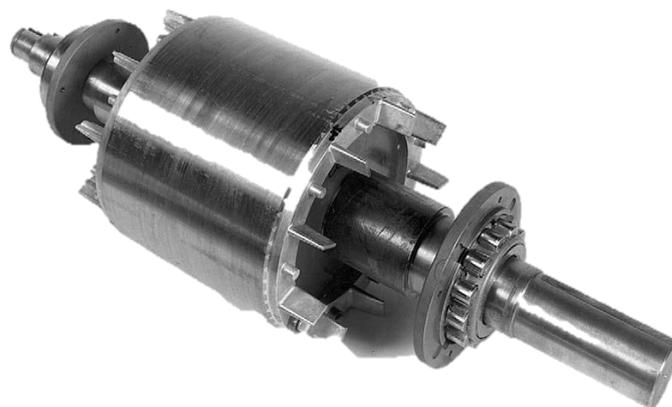
Medan yang dihasilkan oleh masing-masing fasa lilitan

Tujuan perancang lilitan adalah untuk mengatur tata letak gulungan sehingga setiap fasa lilitan, bekerja sendiri, menghasilkan gelombang MMF (dan karenanya gelombang fluks celah udara) dari jumlah kutub yang diinginkan, dan dengan variasi amplitudo sinusoidal dengan sudut. Mendapatkan nomor kutub yang diinginkan tidak sulit: kita hanya harus memilih angka dan nada gulungan yang tepat, seperti yang ditunjukkan oleh diagram lilitan 4 kutub dasar pada Gambar 1.3.

Pada Gambar 1.3 (a) kita melihat bahwa dengan memposisikan dua kumparan (masing-masing bentang satu kutub) terpisah 180° kita memperoleh jumlah kutub yang benar (misal. 4). Namun, medan celah udara ditunjukkan oleh hanya dua garis fluks per kutub demi kejelasan yang seragam



Gambar 1.1 Stator dari motor induksi tiga fasa. Slot semi tertutup dari inti stator mengaburkan sisi aktif dari gulungan stator, tetapi ujung gulungan hanya terlihat di bawah pita pengikat. (Foto oleh Brook

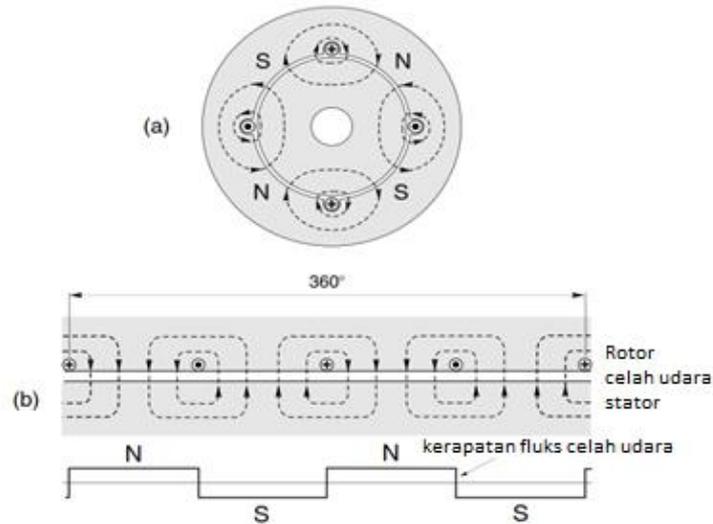


Gambar 1.2 Rotor sangkar untuk motor induksi. Batang konduktor rotor dan cincin ujung dilemparkan ke dalam aluminium, dan bilah yang terpasang pada cincin ujung berfungsi sebagai kipas untuk sirkulasi

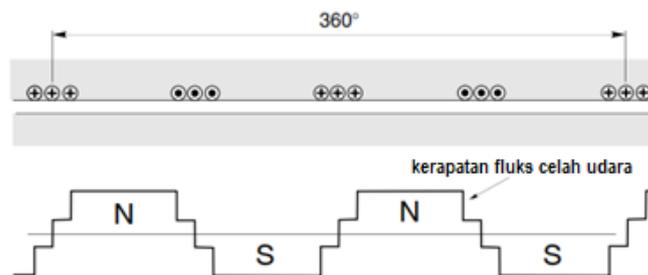
antara setiap sisi kumparan pergi dan kembali, bukan sinusoidal.

Gambar yang lebih jelas dari gelombang fluks celah udara disajikan dalam tampilan yang dikembangkan pada Gambar 1.3 (b), di mana garis fluks dengan jarak yang sama telah ditambahkan untuk menekankan keseragaman kepadatan fluks antara sisi pergi dan kembali dari kumparan. Akhirnya, plot kepadatan fluks celah udara menggarisbawahi fakta bahwa susunan kumparan yang sangat mendasar ini menghasilkan kepadatan gelombang fluks persegi panjang, sedangkan yang kita cari adalah gelombang sinusoidal.

Kita dapat memperbaiki masalah dengan menambahkan lebih banyak koil di slot yang berdekatan, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.4. Semua kumparan memiliki jumlah putaran yang sama, dan membawa arus yang sama. Penambahan kumparan ekstra sedikit dipindahkan menimbulkan gelombang bentuk MMF dan kepadatan fluks celah udara yang ditunjukkan pada Gambar 1.4. Ini masih bukan sinusoidal, tetapi jauh lebih baik daripada bentuk persegi panjang aslinya.



Gambar 1.3 Susunan (a) dan diagram yang dikembangkan (b) menunjukkan dasar 4 kutub, lilitan stator lapisan tunggal yang terdiri dari 4 konduktor dengan jarak 90° . Sisi 'keluar' dari masing-masing kumparan (ditunjukkan oleh simbol plus) membawa arus ke dalam lembaran pada saat ditampilkan, sedangkan sisi 'kembali' (ditunjukkan oleh titik) membawa arus keluar kertas



Gambar 1.4. Diagram yang dikembangkan menunjukkan kerapatan fluks yang dihasilkan oleh satu fasa dari belitan lapisan tunggal yang memiliki tiga slot per kutub per fasa

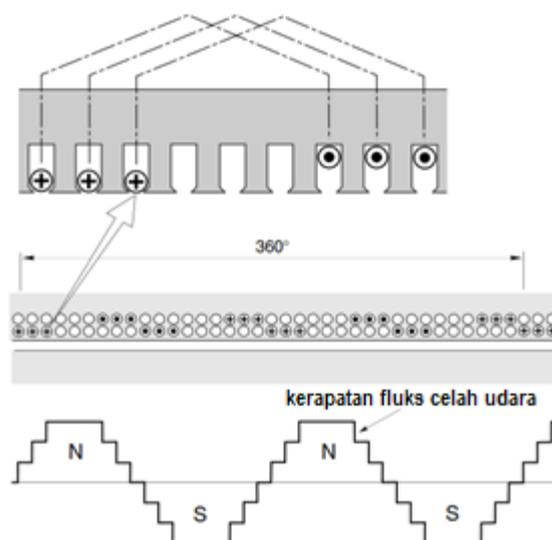
Ternyata jika kita bersikeras memiliki kerapatan fluks sinusoidal yang sempurna bentuk gelombang, kita harus mendistribusikan kumparan satu fasa dalam pola sinusoidal yang bervariasi dengan lancar di seluruh tepi lubang stator. Ini bukan praktis proposisi, pertama karena kita juga akan melakukannya harus dengan memvariasikan jumlah putaran per kumparan dari titik ke titik, dan kedua karena kita ingin kumparan berada pada slot, sehingga tidak mungkin untuk menghindari beberapa ukuran diskresi dalam tata letak. Untuk ekonomi manufaktur, kita juga berkewajiban untuk memastikan semua kumparan yang identik, dan kita harus memastikan bahwa ketiga kumparan fasa yang sama tersebut cocok bersama sedemikian rupa sehingga semua slot sepenuhnya dapat dimanfaatkan.

Meskipun dari kendala-kendala ini, kita dapat mendapatkan pola sinusoidal yang ideal, terutama ketika kita menggunakan lilitan 'dua lapisan'. Susunan khas satu fasa ditunjukkan pada Gambar 1.5. Gambar yang diperluas bagian atas menunjukkan bagaimana masing-masing koil menempati sisi miringnya di atas slot, sedangkan sisi belakang menempati bagian bawah slot, dan

jaraknya kurang dari satu kutub. Koil yang kurang terjangkau dari pitch-pitch penuh dikenal sebagai *short-pitch* atau *short-chorded* dalam kasus khusus ini *pitch coil* adalah enam slot, *pitch-pitch* adalah sembilan slot, sehingga lilitan *short-pitched* oleh tiga slot .

Jenis di semua lilitan ini hampir universal kecuali motor induksi kecil, kumparan di setiap fasa dikelompokkan bersama untuk membentuk '*band fasa*' atau '*belts fasa*'. Karena kita berkonsentrasi pada medan yang hanya diproduksi oleh satu lilitan fasa (atau 'fasa'), hanya sepertiga dari kumparan pada Gambar 1.5 yang ditampilkan membawa arus. Dua pertiga sisa lilitan membentuk lilitan dua fasa lainnya, seperti yang dibahas dalam Bagian 1.2.3.

Kembali ke plot kerapatan fluks pada Gambar 1.5 kita melihat bahwa efek *short-pitching* adalah untuk meningkatkan jumlah langkah dalam bentuk gelombang, dan sebagai hasilnya, medan yang dihasilkan oleh satu fasa adalah getaran yang seimbang untuk sinusoid. Arus dalam setiap fasa bergetar pada frekuensi suplai, sehingga medan yang dihasilkan oleh, fasa A, bergetar dengan seimbang dengan arus pada fasa A, sumbu dari



Gambar 1.5 Diagram yang dikembangkan menunjukkan tata letak lilitan dalam lilitan motor induksi 3-fasa, 4-kutub, dua-lapisan, bersama-sama dengan gelombang kerapatan fluks yang dihasilkan oleh satu fasa yang bekerja sendiri. Detail atas menunjukkan bagaimana sisi kumparan membentuk lapisan atas dan bawah dalam slot

setiap 'kutub' tetap di ruang , tetapi polaritasnya berubah dari N ke S dan kembali sekali per siklus. Tidak ada petunjuk tentang rotasi di medan satu fasa, tetapi ketika medan yang diproduksi oleh masing-masing dari tiga fasa digabungkan, permasalahan berubah secara dramatis.

Medan yang dihasilkan

Tata letak kumparan untuk belitan 4-kutub lengkap ditunjukkan pada Gambar 1.6 (a). Sisi kiri setiap koil diwakili oleh huruf kapital (A,B,C) dan sisi kembalinya diidentifikasi oleh bar di atas surat-surat (A, B, C). (Demi perbandingan, tata letak belitan 6-kutub yang menggunakan *stator slotting* yang sama ditunjukkan pada Gambar 1.6 (b): di sini *pole-pitch* memiliki enam slot dan kumparan bernada pendek dengan satu slot.)

Kembali ke belitan 4-kutub, kita dapat melihat bahwa belitan fasa B dan C identik dengan fasa A selain dari fakta bahwa mereka dipindahkan di ruang angkasa masing-masing dengan plus dan



(a) 4 Kutub



(b) 6 Kutub

Gambar 1.6 Diagram yang dikembangkan menunjukkan pengaturan gulungan 3-fasa, dua-lapisan dalam Stator 36-slot. Belitan 4 kutub dengan tiga slot per kutub per fasa ditunjukkan pada (a), dan a Belitan 6 kutub dengan dua slot per kutub per fasa ditunjukkan pada (b)

minus dua pertiga dari *pole-pitch*

Oleh karena itu Fasa B dan C juga menghasilkan Medan yang bergetar, memiliki sumbu yang tetap. Tetapi arus dalam fasa B dan C juga berbeda dalam fasa waktu dari arus dalam fasa A, masing-masing tertinggal oleh sepertiga dan dua pertiga siklus. Untuk menemukan medan yang dihasilkan, kita harus menempatkan Medans dari tiga fasa, tidak hanya memperhitungkan perbedaan spasial antara belitan, tetapi juga perbedaan waktu antara arus. Ini merupakan proses yang membosankan, sehingga langkah-langkah perantara telah diabaikan akan tetapi kita langsung beralih ke plot medan yang dihasilkan untuk mesin 4 kutub lengkap, untuk tiga kali diskrit selama satu siklus lengkap, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.7.

Kita melihat bahwa tiga medan berdenyut bergabung dengan bagus dan mengarah ke medan 4-kutub yang dihasilkan, yang berputar pada kecepatan yang seragam, maju dengan dua *pitch-pitch* untuk setiap siklus listrik. Medan yang dihasilkan tidak persis berbentuk sinusoidal (meskipun sebenarnya lebih sinusoidal daripada medan yang dihasilkan oleh belitan fasa individu), dan bentuknya sedikit bervariasi dari instan ke instan. Medan yang dihasilkan sangat dekat dengan gelombang perjalanan yang ideal namun tata letak belitannya sederhana dan mudah dibuat.

Arah Putaran

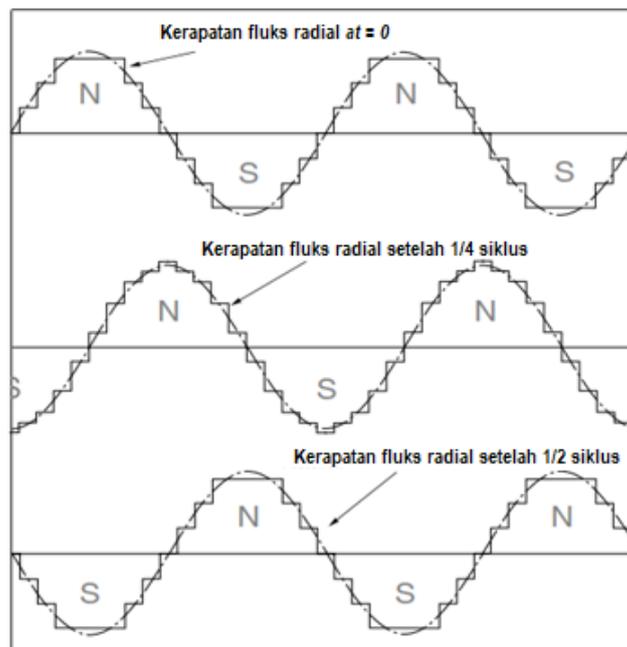
Arah putaran tergantung pada urutan arus mencapai maksimumnya, yaitu pada urutan fasa suplai. Oleh karena itu, pembalikan arah hanyalah masalah pertukaran dua garis yang menghubungkan belitan ke suplai.

Fluks utama (celah udara) dan fluks bocor

Secara garis besar perancang motor membentuk stator dan gigi rotor untuk mendorong fluks yang dihasilkan oleh stator sebanyak mungkin untuk dilewatkan sampai gigi rotor, sehingga sebelum menyelesaikan jalurnya kembali ke stator sepenuhnya terhubung dengan konduktor rotor yang terletak di slot rotor. Kita akan melihat bahwa kopling magnetik yang rapat antara belitan stator dan rotor diperlukan untuk kinerja berjalan dengan baik, dan medan yang menyediakan sambungan pada celah udara.

Dalam praktiknya, sebagian besar fluks yang dihasilkan oleh stator adalah memang fluks utama atau 'timbang balik'. Tetapi ada beberapa fluks yang melewati konduktor rotor, hanya menghubungkan dengan belitan stator, dan dikenal sebagai fluks kebocoran stator. Demikian pula tidak semua fluks yang dihasilkan oleh arus rotor menghubungkan stator, tetapi beberapa (kebocoran fluks rotor) hanya menghubungkan konduktor rotor.

Penggunaan istilah yang terdengar merendahkan 'kebocoran' menunjukkan bahwa fluks kebocoran ini adalah kekurangan yang tidak diinginkan, yang harus kita kurangi untuk



Gambar 1.7 Gelombang fluks *density* (kepadatan) celah udara yang dihasilkan oleh 3 fasa penuh, 4 kutub lilitan pada tiga instans berturut-turut dalam waktu.

meminimalkan. Namun, sementara sebagian besar aspek kinerja tentu ditingkatkan jika kebocoran sekecil mungkin, yang lain (terutama arus besar dan tidak diinginkan diambil dari listrik ketika motor

dimulai dari jeda) menjadi lebih buruk jika sambungan terlalu bagus. Jadi kita memiliki situasi yang agak berlawanan di mana perancang merasa relatif mudah untuk menata belitan untuk menghasilkan fluks utama yang baik, tetapi kemudian berkewajiban mengubah desain slot secara rinci untuk mendapatkan jumlah kebocoran fluks yang tepat untuk memberikan kinerja yang serba dapat diterima.

Berat yang ada pada masalah kebocoran fluks adalah digambarkan pada bagian yang menonjol yang dimainkan oleh reaktansi kebocoran terpengait dalam model rangkaian ekuivalen dari motor induksi, dan dibahas dalam Bab 3. Namun, sifat-sifat seperti itu tidak begitu penting bagi pengguna, jadi dalam bab ini dan bab-bab selanjutnya kita akan membatasi referensi ke reaktansi kebocoran untuk konteks yang didefinisikan dengan baik, dan secara umum, di mana istilah 'fluks' digunakan, itu akan merujuk pada celah udara utama medan.

Besarnya gelombang fluks yang berputar

Kita telah melihat bahwa kecepatan gelombang fluks ditentukan oleh jumlah kutub lilitan dan frekuensi suplai. Tetapi apa yang menentukan amplitudo dari medan?

Untuk menjawab pertanyaan ini kita dapat terus mengabaikan fakta yang ada di bawa kondisi normal akan ada arus yang induksi pada rotor. Kita bahkan mungkin lebih mudah membayangkan bahwa konduktor rotor telah dilepas Lilitan stator diasumsikan terhubung ke 3-fasa AC yang seimbang suplai sehingga arus X yang seimbang mengalir dalam belitan. Kita menunjukkan tegangan fasa oleh V , dan arus di setiap fasa oleh I_m , di mana *subscript* m menunjukkan 'magnetising' atau arus penghasil fluks.

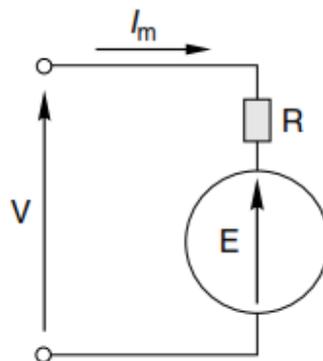
Dari diskusi di Bab 1, kita tahu bahwa besarnya gelombang fluks (B_m) sebanding dengan lilitan MMF, dan dengan demikian sebanding dengan I_m . Tetapi apa yang benar-benar ingin kita ketahui adalah bagaimana kepadatan fluks tergantung pada tegangan dan frekuensi suplai, karena ini adalah hanya dua parameter yang kita kendalikan.

Untuk membimbing kita ke jawabannya, kita harus bertanya apa efek gelombang fluks yang bergerak pada belitan stator. Setiap konduktor stator tentu saja akan dipotong oleh gelombang fluks yang berputar, dan karenanya akan memiliki GGL diinduksi di dalamnya. Karena gelombang fluks bervariasi secara sinusoidal pada jarak, dan memotong masing-masing konduktor pada kecepatan konstan, misal sinusoidal. diinduksi di setiap konduktor. Besarnya GGL sebanding dengan besarnya gelombang Fluks (B_m), dan untuk kecepatan gelombang (misalkan dengan frekuensi pasokan f). Frekuensi induksi misalnya tergantung pada waktu yang dibutuhkan untuk satu kutub N dan satu kutub S untuk memotong konduktor. Kita telah melihat bahwa semakin tinggi jumlah kutub, semakin lambat rotasi medannya, tetapi kita menemukan bahwa medan tersebut selalu maju dengan dua *pitch-pitch* untuk setiap siklus listrik. Frekuensi GGL Karena itu, yang diinduksi dalam konduktor stator, sama dengan frekuensi suplai, terlepas dari jumlah kutub.

GGL dalam setiap lilitan fasa lengkap (E) adalah jumlah dari GGL dalam kumparan fasa, dan dengan demikian juga akan berada pada frekuensi suplai. (Pembaca akan menyadari bahwa meskipun ggl pada masing-masing kumparan memiliki besaran yang sama, ia akan berbeda dalam fasa waktu, tergantung pada posisi geometris kumparan. Namun, sebagian besar kumparan pada setiap fasa fasa berdekatan, namun demikian, sehingga ggl - meskipun sedikit keluar dari fasa - akan lebih atau kurang bertambah secara langsung.)

Jika kita membandingkan GGL dalam tiga belitan fasa lengkap, kita akan menemukan bahwa itu memiliki amplitudo yang sama, tetapi keluar dari fasa dengan sepertiga dari siklus (120°), sehingga membentuk set 3 fasa yang seimbang. Hasil ini bisa diantisipasi dari simetri keseluruhan. Ini sangat membantu, karena itu berarti kita hanya perlu mempertimbangkan salah satu fasa dalam sisa diskusi.

Jadi kita menemukan bahwa ketika tegangan bolak-balik V diterapkan, sebuah bolak GGL, E ,



Gambar 1.8 Rangkaian ekuivalen sederhana untuk motor induksi dalam kondisi tanpa beban

diinduksi. Kita dapat menggambarkan keadaan ini oleh rangkaian AC ekuivalen untuk satu fasa yang ditunjukkan pada Gambar 1.8. Resistansi yang ditunjukkan pada Gambar 1.8 adalah resistansi satu komplet fasa berliku. Perhatikan bahwa misalkan E diperlihatkan sebagai berlawanan dengan tegangan yang diterapkan V . Ini harus demikian, jika tidak kita akan memiliki situasi pelarian di mana tegangan V menghasilkan arus magnetisasi I_m yang pada gilirannya mengatur GGL E , yang ditambahkan ke V , yang selanjutnya meningkatkan I_m dan seterusnya pada Infinitum. Menerapkan hukum Kirchoff untuk rangkaian AC pada Gambar 1.8 hasil

$$V = I_m R + E \quad (1.2)$$

Kita menemukan dalam prakteknya bahwa istilah $I_m R$ (yang mewakili penurunan tegangan karena hambatan belitan) biasanya sangat jauh lebih kecil daripada tegangan yang diterapkan V . Dengan kata lain sebagian besar tegangan yang diterapkan diperhitungkan oleh ggl lawan, E . Oleh karena itu, kita bisa membuat aproksimasi

$$V \approx E \quad (1.3)$$

Tetapi kita telah melihat bahwa misalkan Sebanding dengan B_m dan untuk f , yaitu

$$E \propto B_m f \quad (1.4)$$

Jadi dengan menggabungkan persamaan (1.3) dan (1.4) kita dapatkan

$$B_m = k \frac{V}{f} \quad (1.5)$$

di mana konstanta k tergantung pada jumlah putaran per koil, jumlah koil per fasa dan distribusi koil.

Persamaan (1.5) sangat penting mendasar dalam motor induksi operasi. Ini menunjukkan bahwa jika frekuensi pasokan konstan, Fluks di celah udara berbanding lurus dengan tegangan yang diberikan, atau dengan kata lain tegangan menentukan fluks. Kita juga dapat melihat bahwa jika kita menaikkan atau menurunkan frekuensi (untuk menambah atau mengurangi kecepatan rotasi medan), kita harus menaikkan atau menurunkan tegangan secara proporsional jika, seperti biasanya, kita ingin besarnya fluks agar tetap konstan.

Ini mungkin tampak sebuah paradoks yang semula bermula pada arus magnetisasi I_m sebagai sumber MMF yang pada gilirannya menghasilkan fluks, kita menemukan bahwa nilai aktual fluks hanya diatur oleh tegangan dan frekuensi yang diterapkan, dan I_m tidak muncul sama sekali dalam persamaan (1.5). Kita dapat melihat mengapa ini dengan melihat kembali pada Gambar 1.8 dan menanyakan apa yang akan terjadi jika, untuk beberapa alasan, GGL E harus dikurangi. Kita akan menemukan bahwa I_m akan meningkat, yang pada gilirannya akan mengarah ke MMF yang lebih tinggi, lebih banyak fluks, dan karenanya ke peningkatan E . Jelas ada efek umpan balik negatif yang terjadi, yang terus-menerus mencoba untuk menjaga E sama dengan V . Ini agak seperti dc motor (lihat Bab 3) di mana kecepatan motor yang diturunkan selalu menyesuaikan diri sehingga bagian belakang misalkan sama dengan tegangan yang diberikan. Di sini, arus magnetisasi selalu menyesuaikan diri sehingga yang diinduksi GGL hampir sama dengan tegangan yang diberikan.

Tidak berarti bahwa arus magnetisasi adalah berubah-ubah, tetapi untuk menghitungnya kita harus mengetahui jumlah belitan dalam lilitan, panjang celah udara (dari mana kita dapat menghitung celah *reluctance*) dan *reluctance* jalur besi. Dari sudut pandang pengguna, tidak perlu mempelajari lebih jauh ke arah ini. Namun kita harus mengakui bahwa *reluctance* akan didominasi oleh celah udara dan bahwa besarnya arus akan dimagnetisasi, oleh karena itu, terutama tergantung pada ukuran celah. Semakin besar celah, semakin besar arus magnetisasi. Karena arus magnetisasi berkontribusi pada hilangnya tembaga stator, tetapi tidak pada daya keluaran yang berguna, kita ingin sekecil mungkin, jadi kita yakin bahwa motor induksi biasanya memiliki celah udara terkecil, yang konsisten dengan menyediakan mekanik yang diperlukan. izin. Meskipun celah udara kecil, arus magnetisasi dapat cukup besar: pada motor 4-kutub, biasanya 50% dari arus beban penuh, dan bahkan lebih tinggi dalam desain 6-kutub dan 8-kutub.

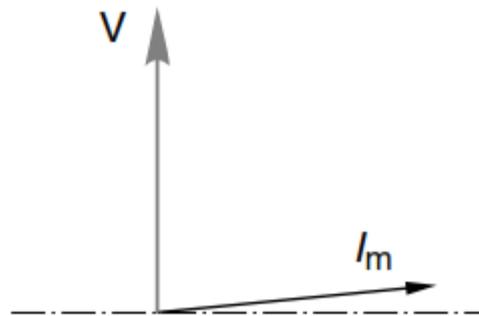
Kekuatan eksitasi dan VA

Pengaturan gerak gelombang dengan jumlah arus magnetisasi untuk syarat 'eksitasi' untuk motor. Sebagian energi disimpan dalam medan magnet, tetapi karena amplitudo tetap konstan setelah medan terbentuk, tidak diperlukan input daya untuk menopang medan. Karena itu, dengan tidak adanya arus rotor, input daya ke motor sangat kecil. (Kita mungkin harus mencatat bahwa arus rotor dalam motor

nyata sangat kecil ketika running light, sehingga situasi hipotetis yang kita lihat tidak begitu jauh dari kenyataan seperti yang mungkin kita duga.)

Idealnya, satu-satunya sumber daya yang hilang adalah tembaga yang masuk belitan stator, tetapi untuk ini harus ditambahkan 'kerugian besi' yang timbul dari *eddy currents* dan histeresis pada inti baja berlapis rotor dan stator. Namun, kita telah melihat bahwa arus magnetisasi dapat cukup besar, nilainya sebagian besar ditentukan oleh celah udara, sehingga kita dapat mengharapkan motor induksi tanpa beban untuk menarik arus yang cukup besar dari suplai, tetapi sangat sedikit daya real. Karena itu VA akan menjadi substansial, tetapi faktor daya akan sangat rendah, arus magnetisasi tertinggal tegangan suplai hampir 90° , seperti yang ditunjukkan dalam diagram fasor (lihat Gambar 1.9).

Dilihat dari suplai, stator terlihat kurang lebih seperti induktansi murni, sebuah fakta yang kita harapkan secara intuitif mengingat setelah mengabaikan rangkaian rotor, kita hanya memiliki susunan



Gambar 1.9 Diagram fasor untuk motor induksi pada kondisi tanpa beban, menunjukkan arus magnetisasi

I

kumparan penghasil fluks yang dikelilingi oleh rangkaian magnetik yang baik. Masalah ini dieksplorasi lebih lanjut dalam Bab 3.

Ringkasan

Ketika stator dihubungkan ke suplai 3 fasa, gelombang kerapatan fluks magnetik yang terdistribusi secara sinusoidal dan terdistribusi secara radial diatur dalam celah udara. Kecepatan rotasi medan berbanding lurus dengan frekuensi suplai, dan berbanding terbalik dengan jumlah kutub belitan. Besarnya gelombang fluks sebanding dengan tegangan yang diberikan, dan berbanding terbalik dengan frekuensi.

Saat rangkaian rotor diabaikan (misalkan. Dalam kondisi tanpa beban), daya real yang diambil dari listrik kecil, tetapi arus magnetisasi itu sendiri bisa sangat besar, sehingga menimbulkan daya reaktif yang memerlukan daya signifikan dari listrik.

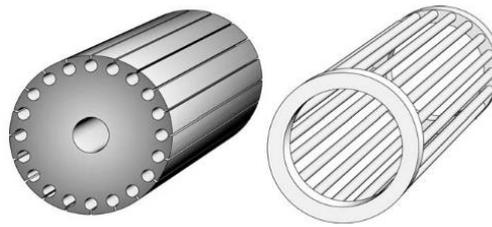
PRODUKSI TORSI

Pada bagian ini kita mulai dengan deskripsi singkat tentang jenis rotor, dan memperkenalkan gagasan 'slip', sebelum beralih ke pembahasan bagaimana torsi dihasilkan, dan menyelidiki variasi

torsi dengan kecepatan. Kita akan menemukan bahwa perilaku rotor sangat bervariasi sesuai dengan slip, dan oleh karena itu kita melihat secara terpisah pada nilai slip yang rendah dan tinggi. Sepanjang bagian ini kita akan mengasumsikan bahwa medan magnet yang berputar tidak terpengaruh oleh apa pun yang terjadi pada sisi rotor celah udara. Nanti, kita akan melihat bahwa asumsi ini dibenarkan dengan cukup baik.

Konstruksi Rotor

Dua jenis rotor digunakan dalam motor induksi. Di kedua rotor 'besi' terdiri dari tumpukan laminasi baja slot yang ditempatkan secara merata di sekeliling lingkaran. Seperti halnya laminasi stator,



Gambar 1.10 Konstruksi sangkar rotor. Tumpukan laminasi *pre-punched* ditampilkan di sebelah kiri, dengan bar rotor tembaga atau aluminium dan cincin akhir di sebelah kanan

permukaan dilapisi dengan lapisan oksida, yang berfungsi sebagai insulator, mencegah *eddy current* aksial yang tidak diinginkan yang mengalir pada besi.

Sejauh ini sangkar rotor adalah yang paling umum, setiap slot rotor berisi batang konduktor yang solid dan semua konduktor secara fisik dan elektrik bergabung bersama di setiap ujung rotor dengan melakukan 'cincin akhir' (lihat Gambar 1.10). Konduktor mungkin dari tembaga, dalam hal ini cincin-akhir tidak jelas. Atau, dalam ukuran kecil dan menengah, konduktor rotor dan cincin akhir dapat *die cast* aluminium

Istilah sangkar tupai banyak digunakan pada satu waktu dan asalnya harus jelas dari Gambar 1.10. Batang rotor dan cincin akhir mengingatkan kita pada sangkar berputar yang digunakan pada zaman dulu untuk melatih hewan pengerat kecil (atau lebih tepatnya untuk menghibur manusia yang menangkapnya).

Dalam motor induksi arus rotor diinduksi oleh medan celah udara. Sama jelasnya bahwa karena sangkar rotor terdiri dari batang konduktor terhubung pendek secara permanen, tidak ada kontrol eksternal yang dapat dilakukan terhadap resistansi rangkaian rotor begitu rotor dibuat. Ini merupakan kerugian signifikan yang dapat dihindari pada tipe rotor kedua, yang dikenal sebagai tipe '*wound rotor*' atau '*slipring*'.

Dalam *wound rotor* slot mengakomodasi satu set tiga fasa belitan sangat mirip dengan yang ada di stator. Gulungan terhubung dalam bintang, dengan tiga ujung dibawa ke tiga *sliprings* (lihat Gambar 1.11). Rangkaian rotor dengan demikian terbuka, dan koneksi dapat dibuat melalui sikat

bantalan pada pegas. Secara khusus, resistansi setiap fasa rangkaian rotor dapat ditingkatkan dengan menambahkan resistansi eksternal seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.11. Menambahkan perlawanan dalam keadaan yang tepat dapat bermanfaat, seperti yang akan kita lihat.

Sangkar rotor biasanya lebih murah untuk diproduksi, dan sangat kuat dan dapat diandalkan. Namun, sebelum pasokan inverter frekuensi variabel, kontrol superior yang dimungkinkan dari tipe slipring berarti bahwa biaya tambahan *wound rotor* dan gear kontrol terpengaitnya sering dibenarkan, terutama untuk mesin berdaya tinggi. Saat ini relatif sedikit dibuat, dan kemudian hanya dalam ukuran besar. Tetapi banyak motor tua tetap dalam pelayanan, sehingga mereka termasuk dalam Bab 2.

Slip

Sedikit pemikiran akan menunjukkan bahwa karakteristik rotor sangat tergantung pada kecepatan relatifnya sehubungan dengan medan yang berputar. Jika rotor stasioner, misalnya, medan yang berputar akan memotong konduktor rotor pada kecepatan sinkron, dengan demikian menginduksi GGL di dalamnya. Di sisi lain, jika rotor berputar pada kecepatan sinkron, kecepatan relatifnya terhadap medan akan nol, dan tidak ada yang akan diinduksi dalam konduktor rotor.

Kecepatan relatif antara rotor dan medan dikenal sebagai slip. Jika kecepatan rotor adalah N , kecepatan slip adalah $N_s - N$, di mana N_s adalah kecepatan sinkron medan, biasanya dinyatakan dalam putaran / menit. Slip (berbeda dari kecepatan slip) adalah kuantitas yang dinormalisasi oleh

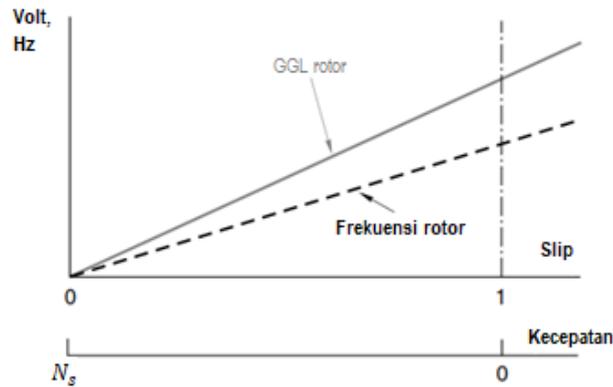
$$S = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (1.6)$$

dan biasanya dinyatakan sebagai rasio seperti dalam persamaan (1.6), atau sebagai persentase. Slip 0 karena itu menunjukkan bahwa kecepatan rotor sama dengan kecepatan sinkron, sedangkan slip 1 sesuai dengan kecepatan nol. (Ketika tes dilakukan pada motor induksi dengan rotor mereka sengaja diam sehingga slip adalah 1, tes dikatakan di bawah

Kondisi 'rotor terkunci' ungkapan yang sama sering digunakan secara longgar berarti untuk kecepatan nol, bahkan ketika rotor bebas bergerak, misalkan. ketika dimulai dari jeda.)

Rotor yang diinduksi GGL, arus dan torsi

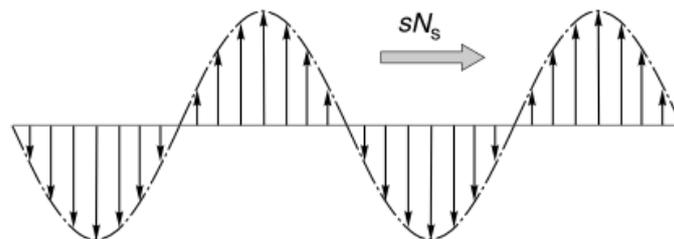
Tingkat di mana konduktor rotor dipotong oleh fluks - dan karenanya diinduksi misalnya. - berbanding lurus dengan slip, tanpa diinduksi misalkan. pada kecepatan sinkron ($s = 0$) dan maksimum yang diinduksi misalkan ketika rotor stasioner ($s = 1$)



Gambar 1.12 Variasi rotor yang diinduksi *e. m. f* dan frekuensi dengan kecepatan dan slip

Frekuensi rotor GGL juga berbanding lurus dengan slip, karena rotor secara efektif berjalan sehubungan dengan gelombang fluks, dan semakin tinggi kecepatan relatif, semakin sering dalam satu detik setiap konduktor rotor dipotong oleh kutub N dan S. Pada kecepatan sinkron (slip = 0) frekuensinya nol, sedangkan pada berhenti (slip = 1), frekuensi rotor sama dengan frekuensi suplai. Hubungan ini ditunjukkan pada Gambar 1.12.

Meskipun misalkan diinduksi di setiap bar rotor akan memiliki besaran dan frekuensi yang sama, hal itu tidak akan berada dalam fasa. Pada saat tertentu, batang di bawah puncak kutub N medan akan memiliki tegangan positif maksimum di dalamnya, yang di bawah puncak kutub S akan memiliki tegangan negatif maksimum (yaitu pergeseran fasa 180°), dan yang di antaranya akan memiliki berbagai tingkat pergeseran fasa. Pola tegangan sesaat pada rotor dengan demikian merupakan replika dari gelombang kerapatan fluks, dan rotor menginduksi 'gelombang tegangan' karena itu bergerak relatif terhadap rotor dengan kecepatan slip, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.13.

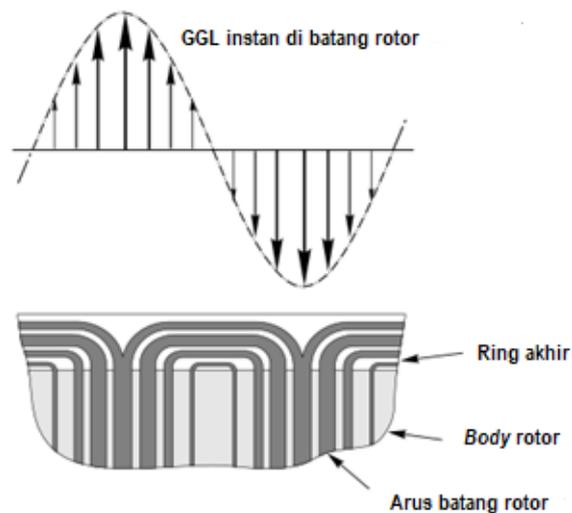


Gambar 1.13 Pola induktor yang diinduksi misalnya pada konduktor rotor. Rotor 'gelombang tegangan' bergerak dengan kecepatan sN sehubungan dengan permukaan rotor

Karena semua batang rotor mengalami hubungan pendek oleh cincin akhir, tegangan yang diinduksi akan menggerakkan arus di sepanjang batang rotor, arus yang membentuk jalur tertutup melalui cincin akhir, seperti ditunjukkan dalam diagram (Gambar 51.4).

Pada Gambar 1.14, variasi dari instan GGL di batang rotor ditunjukkan pada gambar di atas, sedangkan arus sesaat yang sesuai mengalir di batang rotor dan cincin akhir ditunjukkan pada sketsa bawah. Garis-garis yang mewakili arus dalam batang rotor telah ditarik sehingga lebarnya sebanding dengan arus sesaat di batang.

Arus aksial pada batang rotor akan berinteraksi dengan gelombang fluks radial untuk menghasilkan torsi penggerak motor, yang akan bekerja dalam arah yang sama dengan medan berputar, rotor diseret oleh medan. Kita mencatat bahwa slip sangat penting untuk mekanisme ini sehingga tidak mungkin bagi rotor untuk mengejar ketinggalan dengan medan, karena maka tidak



Gambar 1.14 Pola sinusoidal sesaat dari arus rotor di batang rotor dan cincin akhir. Hanya satu *pitch pole* yang ditampilkan, tetapi polanya diulang membentuk jalur tertutup melalui *ring* akhir, seperti yang ditunjukkan pada diagram yang dikembangkan (lihat Gambar 1.14).

akan ada rotor misalnya, tidak ada arus dan tidak ada torsi. Akhirnya, kita dapat melihat bahwa sangkar rotor akan secara otomatis beradaptasi dengan nomor kutub apa pun yang terkesan oleh belitan stator, sehingga rotor yang sama dapat digunakan untuk berbagai nomor kutub stator yang berbeda.

Arus rotor dan torsi - slip kecil

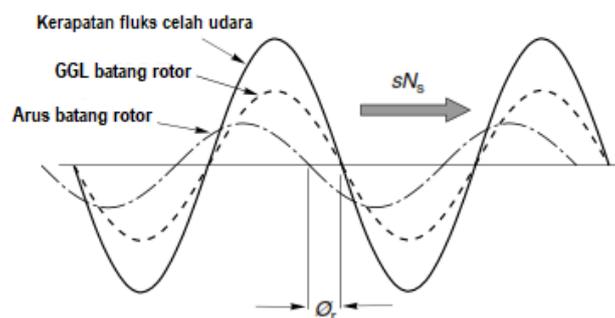
Ketika slip kecil (katakanlah antara 0 dan 10%), frekuensi diinduksi GGL juga sangat rendah (antara 0 dan 5 Hz jika frekuensi suplainya) 50 Hz). Pada frekuensi rendah ini, impedansi dari rangkaian rotor adalah lebih resistif, reaktansi induktif menjadi kecil karena frekuensi rotor rendah.

Arus dalam setiap konduktor rotor dalam fasa waktu dengan GGL dalam konduktor itu, dan gelombang arus rotor karena itu dalam fasa jarak dengan rotor GGL gelombang, yang pada gilirannya berada dalam fasa ruang dengan gelombang fluks. Situasi ini diasumsikan dalam diskusi sebelumnya, dan diwakili oleh bentuk gelombang ruang yang ditunjukkan pada Gambar 1.15.

Untuk menghitung torsi, pertama-tama kita perlu mengevaluasi produk ' $B I_r$ ' (lihat persamaan (1.2)) untuk mendapatkan gaya tangensial pada setiap konduktor rotor. Torsi kemudian diberikan oleh gaya total dikalikan dengan jari-jari rotor. Kita dapat melihat dari Gambar 1.15 dimana bahwa kerapatan fluks memiliki puncak positif, demikian pula arus rotor, sehingga batang tertentu akan menghasilkan gaya tangensial tinggi ke torsi total. Demikian pula, di mana fluks memiliki puncak negatif maksimumnya, arus induksi adalah maksimum dan negatif, sehingga gaya tangensial kembali positif. Kita tidak perlu menghitung torsi secara detail, tetapi harus jelas bahwa hasilnya akan ditentukan oleh persamaan bentuk

$$T = k B I_r \quad (1.7)$$

di mana B dan I_r menunjukkan amplitudo dari gelombang kerapatan fluks dan gelombang arus rotor,



Gambar 1.15 Pola kerapatan fluks celah udara, diinduksi GGL dan arus dalam batang rotor sangkar pada nilai slip yang rendah

masing-masing. Asalkan ada sejumlah besar batang rotor (yang merupakan resiko yang aman dalam praktiknya), gelombang yang ditunjukkan pada Gambar 1.15 akan tetap sama pada semua waktu, sehingga torsi tetap konstan saat rotor berputar.

Jika tegangan dan frekuensi suplai konstan, fluks akan konstan (lihat persamaan (1.5)). Rotor misalnya (dan karenanya I_r) kemudian sebanding dengan slip, sehingga kita dapat melihat dari persamaan (1.7) bahwa torsi berbanding lurus dengan slip. Kita harus ingat bahwa pembahasan ini hanya berpengaitan dengan nilai slip yang rendah, tetapi karena ini adalah kondisi berjalan normal, ini sangat penting.

Hubungan torsi-kecepatan (dan torsi / slip) untuk slip kecil dengan demikian seperti garis lurus, seperti yang ditunjukkan oleh bagian garis AB pada Gambar 1.16.

Jika motor dibongkar, maka akan memerlukan torsi yang sangat sedikit untuk tetap berputar cukup untuk mengatasi gesekan sebenarnya sehingga motor yang dibongkar akan berputar dengan slip yang sangat kecil tepat di bawah kecepatan sinkron, seperti ditunjukkan pada A Gambar 1.16.

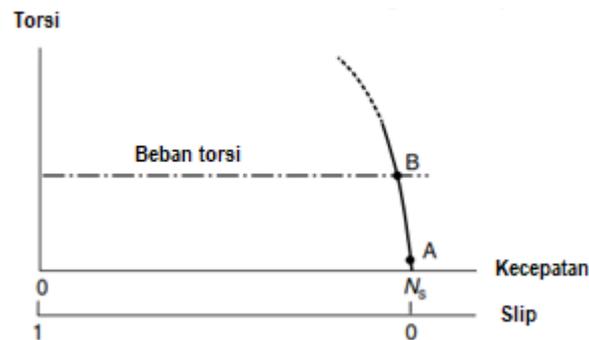
Ketika beban meningkat, rotor melambat, dan slip meningkat, sehingga menginduksi lebih banyak rotor GGL dan saat ini, dengan demikian lebih banyak torsi. Kecepatan akan mengendap saat slip meningkat ke titik di mana torsi yang dikembangkan sama dengan torsi beban - misalkan titik B pada Gambar 1.16.

Motor induksi biasanya dirancang sedemikian rupa sehingga torsi beban penuhnya dikembangkan untuk nilai slip yang kecil. Yang kecil biasanya memiliki slip muatan penuh 8%, yang besar sekitar 1%. Pada slip muatan penuh, konduktor rotor akan membawa arus kontinu maksimum yang tepat, dan jika slip lebih tinggi, rotor akan mulai terlalu panas. Wilayah kelebihan ini ditunjukkan oleh garis putus-putus pada Gambar 1.16.

Karakteristik torsi-slip (atau kecepatan-torsi) ditunjukkan pada Gambar 1.16 ini bagus untuk sebagian besar aplikasi, karena kecepatan hanya turun sedikit ketika beban dinaikkan dari nol ke nilai penuhnya. Kita mencatat bahwa, di wilayah operasi normal ini, kurva kecepatan torsi sangat mirip dengan motor DC (lihat Gambar 3.9), yang menjelaskan mengapa motor DC dan motor induksi sering dalam pertentangan untuk aplikasi kecepatan konstan.

Arus rotor dan torsi - slip besar

Dengan meningkatnya slip, rotor misalkan dan frekuensi rotor keduanya meningkatkan proporsi

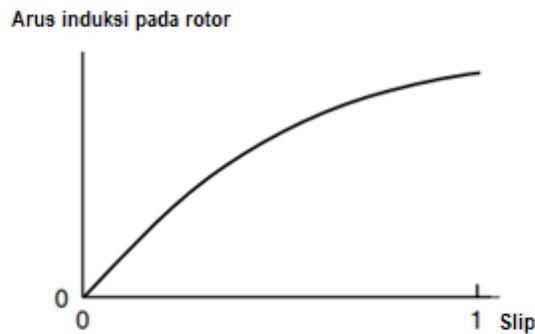


Gambar 1.16 Hubungan torsi-kecepatan untuk nilai slip yang rendah

langsung ke slip. Pada saat yang sama reaksi induktif rotor, yang dapat diabaikan pada slip rendah (frekuensi rotor rendah) mulai menjadi baik dibandingkan dengan resistansi rotor. Oleh karena itu, meskipun arus induksi terus meningkat dengan slip, arus induksi bekerja lebih lambat daripada pada nilai slip yang rendah, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 1.17.

Pada nilai slip yang tinggi, arus rotor juga tertinggal di belakang rotor GGL karena reaktansi induktif. Arus bolak-balik di setiap batang mencapai puncaknya dengan baik setelah tegangan yang diinduksi, dan ini pada gilirannya berarti bahwa gelombang arus rotor memiliki ruang-jeda

sehubungan dengan rotor misalkan gelombang (yang berada dalam fasa ruang dengan gelombang Fluks). Spasi-ruang ini ditunjukkan oleh sudut ϕ_r pada Gambar 1.18.

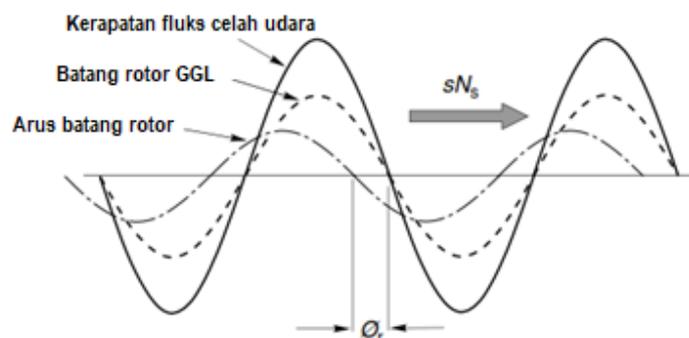


Gambar 1.17. Besarnya arus yang diinduksi dalam rotor pada seluruh slip

Space-lag berarti bahwa kerapatan fluks radial puncak dan arus rotor puncak tidak lagi bersamaan, yang merupakan berita kurang baik dari sudut pandang produksi torsi, karena meskipun memiliki nilai tinggi baik kerapatan fluks dan arus, itu tidak terjadi secara bersamaan di titik di sekitar batas luar. Yang lebih buruk adalah pada beberapa titik bahkan memiliki kerapatan fluks dan arus dari tanda yang berlawanan, sehingga pada daerah-daerah permukaan rotor yang diberikan torsi sebenarnya akan negatif. Torsi keseluruhan masih akan positif, tetapi jauh lebih kecil daripada jika fluks dan gelombang arus berada dalam fasa. Kita dapat memberikan *space-lag* yang tidak diinginkan dengan memodifikasi persamaan (1.7), untuk mendapatkan ekspresi yang lebih umum untuk torsi sebagai,

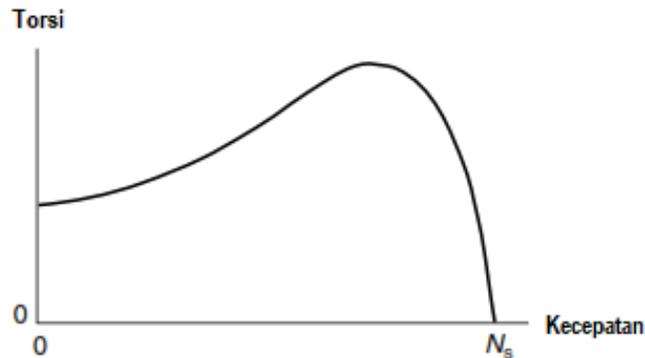
$$T = kBI_r \cos\phi_r \quad (1.8)$$

Persamaan (1.7) hanyalah kasus khusus dari persamaan (1.8), yang hanya berlaku pada kondisi slip



Gambar 1.18 Pola kerapatan fluks celah udara, diinduksi GGL dan arus dalam batang rotor sangkar pada nilai slip yang tinggi. (Bentuk gelombang ini harus dibandingkan dengan yang sesuai ketika slip kecil, lihat Gambar 1.15.)

rendah di mana $\cos \phi_r \approx 1$



Gambar 1.19 Karakteristik kecepatan torsi lengkap tipikal untuk motor induksi sangkar

Untuk sebagian besar rotor sangkar, ternyata sebagai slip meningkatkan istilah $\cos \phi_r$ berkurang lebih cepat daripada kenaikan arus (I_r), sehingga pada beberapa slip antara 0 dan 1 torsi yang dikembangkan mencapai nilai maksimum. Ini diilustrasikan dalam karakteristik kecepatan torsi khusus yang ditunjukkan pada Gambar 1.19. Torsi puncak sebenarnya terjadi pada slip di mana reaktansi induktif rotor sama dengan resistansi rotor, sehingga perancang motor dapat menempatkan torsi puncak pada slip apa pun dengan memvariasikan rasio reaktan terhadap resistansi.

Kita akan kembali ke kurva kecepatan torsi setelah kita memeriksa bahwa ketika kita mengizinkan interaksi rotor dengan stator, kesimpulan sementara kita mengenai produksi torsi tetap valid.

PENGARUH ROTOR SAAT INI PADA FLUKS

Hingga kini semua pembahasan didasarkan pada asumsi bahwa medan magnet yang berputar tetap konstan, terlepas dari apa yang terjadi pada rotor. Kita telah melihat bagaimana torsi dikembangkan, dan daya output mekanis dihasilkan. Kita telah memusatkan pembahasan pada rotor, tetapi daya output harus disediakan dari belitan stator, jadi kita harus mengalihkan perhatian pada perilaku seluruh motor, bukan hanya pada rotor. Beberapa pertanyaan yang muncul pada pembahasan ini.

Pertama, apa yang terjadi pada medan magnet berputar ketika motor bekerja? Tidakkah MMF arus rotor menyebabkannya berubah. Kedua, bagaimana stator tahu kapan harus mulai memasok daya nyata melintasi celah udara untuk memungkinkan rotor melakukan kerja mekanis yang berguna? Dan akhirnya, bagaimana arus yang ditarik oleh stator bervariasi ketika slip berubah?

Ini merupakan pertanyaan yang mempunyai syarat, dimana perawatan lengkapnya berada di luar jangkauan kita. Tapi kita bisa berurusan dengan esensi masalah tanpa terlalu banyak kesulitan. Penerangan lebih lanjut dapat diperoleh dari studi rangkaian ekuivalen, dan ini dibahas dalam Bab 3.

Pengurangan fluks oleh arus rotor

Kita harus mulai dengan mengingat bahwa kita telah mencatat bahwa ketika arus rotor diabaikan ($s = 0$), GGL bahwa medan berputar menginduksi dalam belitan stator sangat hampir sama dengan tegangan yang diberikan. Dalam kondisi ini, arus reaktif (yang kita sebut sebagai arus pengatur arus) mengalir ke belitan, untuk mengatur fluks berputar. Kecenderungan fluks apa pun untuk turun segera dideteksi oleh sedikit penurunan yang sesuai pada GGL, yang tercermin dalam peningkatan besar arus magnetisasi yang tidak proporsional, yang dengan demikian menentang kecenderungan fluks untuk turun.

Mekanisme umpan balik yang sama berlaku saat slip meningkat dari nol, dan arus rotor diinduksi. Arus rotor berada pada frekuensi slip, dan menimbulkan gelombang MMF rotor, yang mana berputar pada kecepatan slip (sN_s) relatif terhadap rotor. Tetapi rotor berputar pada kecepatan $(1-s)N_s$, sehingga ketika dilihat dari stator, gelombang MMF rotor selalu berputar pada kecepatan sinkron, terlepas dari kecepatan rotor.

Gelombang MMF rotor lebih baik, jika tidak dicentang, menyebabkan 'gelombang fluks rotor' sendiri, berputar pada kecepatan sinkron di celah udara, dalam banyak cara yang sama dengan arus magnetisasi stator pada awalnya mengatur gelombang fluks. Gelombang fluks rotor akan menentang gelombang Fluks asli, menyebabkan gelombang fluks yang dihasilkan berkurang.

Namun, setelah fluks yang dihasilkan mulai turun, stator GGL berkurang, dengan demikian menerima lebih banyak arus ke belitan stator, dan meningkatkan MMF-nya. Penurunan yang sangat kecil di GGL diinduksi di stator cukup untuk menyebabkan peningkatan besar dalam arus yang diambil dari listrik karena GGL E (lihat Gambar 1.8) dan tegangan suplai V keduanya sangat besar dibandingkan dengan drop volt resistansi stator, IR . MMF stator 'extra' yang dihasilkan oleh peningkatan besar arus stator secara efektif 'cancels' MMF yang dihasilkan oleh arus rotor, meninggalkan MMF yang dihasilkan (dan oleh karena itu gelombang fluks yang berputar) hampir tidak berubah.

Perlu ada penurunan kecil dalam MMF yang dihasilkan (dan fluks) tentu saja, untuk mengingatkan stator terhadap keberadaan arus rotor. Tetapi karena keseimbangan halus antara tegangan yang diberikan dan GGL yang diinduksi di stator perubahan fluks dengan beban sangat kecil, setidaknya di atas kisaran kecepatan operasi normal, di mana slipnya kecil. Pada motor besar, penurunan fluks di atas wilayah operasi normal biasanya kurang dari 1%, naik menjadi mungkin 10% di motor kecil.

Diskusi di atas seharusnya menjawab pertanyaan tentang bagaimana stator tahu kapan harus menyuplai daya mekanis melintasi celah udara. Ketika beban mekanis diterapkan pada poros, rotor melambat, slip meningkat, arus rotor diinduksi dan MMFnya menghasilkan sedikit pengurangan (tetapi sangat penting) dalam gelombang fluks celah udara. Hal ini pada belitannya menyebabkan pengurangan pada GGL diinduksi dalam belitan stator dan karenanya peningkatan arus stator yang ditarik dari suplai. Kita dapat mengantisipasi bahwa ini meruoakan proses yang stabil (setidaknya di

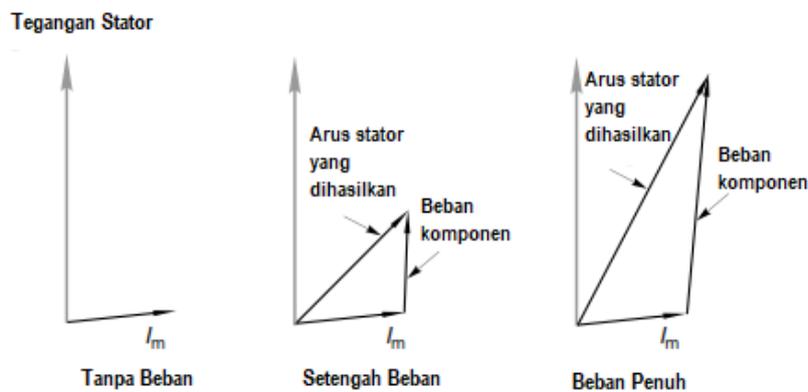
atas rentang operasi normal) dan bahwa kecepatan akan menyelesaikan ketika slip meningkat dengan cukup baik bahwa torsi motor sama dengan torsi beban.

Sejauh kesimpulan kita tentang torsi yang bersangkutan, kita melihat itu asumsi awal kita bahwa fluksnya konstan hampir benar ketika slipnya kecil. Kita akan merasa terbantu dan mudah untuk terus memperlakukan fluks sebagai konstan (untuk voltase dan frekuensi stator yang diberikan) ketika kita beralih nanti ke metode mengendalikan kecepatan lari normal.

Harus diakui, bahwa pada nilai slip yang tinggi (yaitu kecepatan rotor rendah), kita tidak dapat mencari fluks utama tetap konstan, dan pada kenyataannya kita akan menemukan dalam praktiknya bahwa ketika motor pertama kali dinyalakan, dengan stasioner rotor, fluks utama biasanya hanya setengah dari apa yang terjadi ketika motor berada pada kecepatan penuh. Hal ini karena pada slip tinggi, kebocoran fluks dianggap jauh lebih penting dan lebih besar daripada dalam kondisi slip rendah normal. Argumen sederhana yang telah kita ajukan untuk memprediksi torsi akan perlu dimodifikasi untuk memperhitungkan pengurangan Fluks utama jika kita ingin menggunakannya secara kuantitatif pada slip tinggi. Tidak perlu bagi kita untuk melakukan ini secara eksplisit, tetapi akan tercermin dalam kurva berikutnya yang menggambarkan kurva kecepatan-torsi khusus untuk *real* motor. Kurva seperti itu tentu saja digunakan ketika memilih motor, karena mereka menyediakan cara termudah untuk memeriksa apakah torsi start dan run-up memadai untuk pekerjaan yang dilakukan.

KARAKTERISTIK KECEPATAN ARUS STATOR

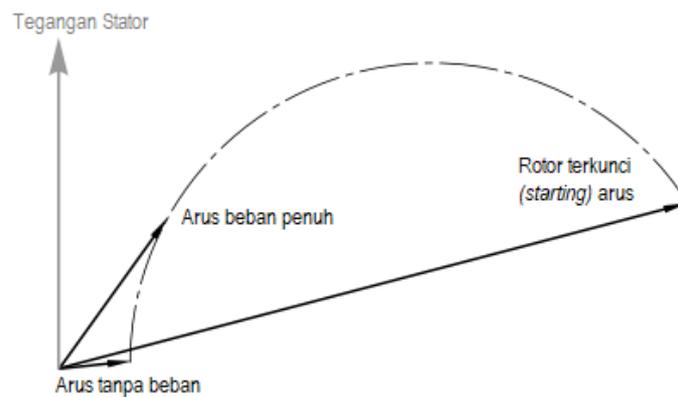
Pada bagian sebelumnya, kita berpendapat bahwa ketika slip meningkat, dan rotor melakukan lebih banyak pekerjaan mekanis, arus stator meningkat. Karena arus ekstra dipengaitkan dengan suplai sebenarnya (misalkan Mekanik output) daya (berbeda dari arus magnetisasi asli yang terlihat reaktif), komponen arus 'kerja' tambahan ini lebih atau kurang dalam fasa dengan tegangan suplai, seperti yang ditunjukkan dalam diagram fasor (Gambar 1.20).



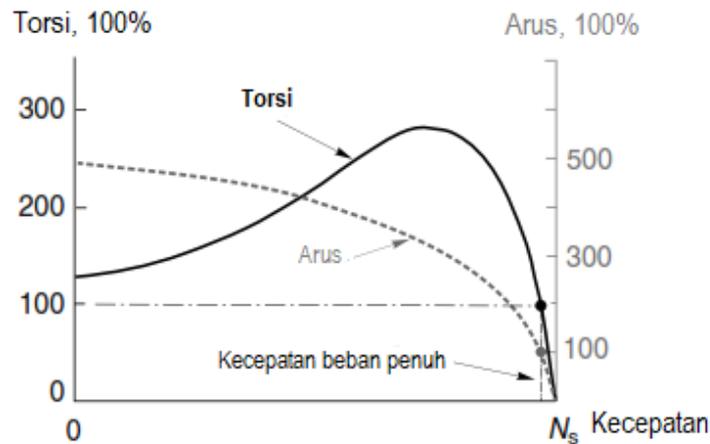
Gambar 1.20 Diagram fasor yang menunjukkan arus stator tanpa beban, beban sebagian dan beban penuh. Arus yang dihasilkan dalam setiap kasus adalah jumlah dari arus tanpa-muatan (magnetisasi) dan komponen beban

Arus stator yang dihasilkan merupakan jumlah dari arus magnetisasi, yang disajikan setiap saat, dan komponen beban, yang meningkat dengan slip. Kita dapat melihat bahwa ketika beban meningkat, arus stator yang dihasilkan juga meningkat, dan bergerak lebih dekat ke fasa dengan tegangan. Tetapi karena arus magnetisasi cukup besar, perbedaan besarnya antara arus tanpa-beban dan arus penuh mungkin tidak terlalu besar. (Ini sangat kontras dengan motor DC. Di mana arus tanpa beban di jangkar sangat kecil dibandingkan dengan arus beban penuh. Namun, perhatikan bahwa di motor DC. Eksitasi (fluks) adalah disediakan oleh rangkaian medan terpisah, sedangkan pada motor induksi belitan stator melengkapi baik eksitasi dan arus kerja. Jika kita mempertimbangkan perilaku komponen kerja saat ini saja, kedua jenis mesin terlihat sangat mirip.)

Gagasan sederhana di balik Gambar 1.20 didasarkan pada perkiraan, jadi kita tidak dapat mendorongnya terlalu jauh: mereka cukup dekat dengan kebenaran untuk wilayah operasi normal, tetapi kerusakan pada slip yang lebih tinggi, di mana reaktansi kebocoran rotor dan stator menjadi signifikan. Tipikal *current locus* pada seluruh rentang slip untuk motor sangkar ditunjukkan pada Gambar 1.21. Kita mencatat bahwa faktor daya menjadi lebih buruk lagi pada slip tinggi, dan juga bahwa arus terhenti (misalkan Arus 'start') mungkin lima kali lipat dari nilai beban penuh. Arus awal yang sangat tinggi adalah salah satu fitur terburuk dari motor induksi sangkar. Mereka tidak hanya menyebabkan penurunan volt yang tidak diinginkan dalam sistem pasokan, tetapi juga membutuhkan switchgear yang lebih berat daripada yang dibutuhkan untuk mengatasi kondisi beban penuh. Sayangnya, untuk alasan yang dibahas sebelumnya, arus awal yang tinggi tidak disertai dengan torsi awal yang tinggi, seperti yang dapat kita lihat dari Gambar 1.22, yang menunjukkan arus dan torsi sebagai fungsi slip untuk motor sangkar tujuan umum.



Gambar 1.21 Diagram fasor yang menunjukkan lokus arus stator pada rentang kecepatan penuh dari tanpa beban (kecepatan penuh) ke kondisi terkunci-rotor (start)



Gambar 1.22 Kurva kecepatan-torsi dan kecepatan-arus tipikal untuk motor induksi sangkar. Torsi dan sumbu arus diskalakan sehingga 100% mewakili nilai yang terus menerus dinilai (beban penuh)

Kita mencatat bahwa torsi arus per ampere yang diambil dari listrik biasanya sangat rendah pada saat *startup*, dan hanya mencapai nilai yang dapat dipercaya di wilayah operasi normal, yaitu ketika slipnya kecil. Hal ini dieksplorasi lebih lanjut dalam Bab 2, dan juga melalui rangkaian ekuivalen dalam Bab 3.

ULASAN PERTANYAAN

Sepuluh pertanyaan pertama dirancang untuk memperkuat pemahaman dengan cara perhitungan langsung, sedangkan sisanya lebih menuntut dan melibatkan beberapa perluasan dari ide-ide dasar.

- 1) Pada frekuensi berapa motor 4 kutub harus disuplai sehingga kecepatan sinkronnya adalah 1200 putaran /menit?
- 2) Plat nama motor induksi 50 Hz standar mengutip kecepatan beban penuh sebagai 2950 putaran / menit. Temukan nomor kutub dan slip terukur.
- 3) Motor induksi 4 kutub, 60 Hz beroperasi dengan slip 4%. Temukan: (a) kecepatan; (b) frekuensi rotor; (c) kecepatan putaran gelombang arus rotor relatif terhadap permukaan rotor; (d) kecepatan rotasi gelombang arus rotor relatif terhadap permukaan stator.
- 4) Pilih nomor kutub yang sesuai untuk motor induksi untuk mencakup rentang kecepatan dari 400 putaran / menit hingga 800 putaran / menit ketika disuplai dari sumber frekuensi variabel 30-75 Hz.
- 5) *r.m.s.* arus pada batang rotor motor induksi yang berjalan dengan slip 1% adalah 25 A, dan torsi yang dihasilkan adalah 20 N m. Perkirakan arus rotor dan torsi saat beban dinaikkan sehingga motor slip 3%.
- 6) Motor induksi yang dirancang untuk operasi dari 440 V disediakan pada 380 V sebagai gantinya. Apa dampak penurunan tegangan pada hal-hal berikut: (a) kecepatan sinkron; (b)

- besarnya fluks celah udara; (c) arus induksi dalam rotor saat berjalan pada kecepatan pengenal; (d) torsi yang dihasilkan pada kecepatan pengenal.
- 7) Rotor dari motor induksi 6-kutub harus digunakan dengan stator 4-kutub yang memiliki lubang dan panjang yang sama dengan stator 6-kutub. Modifikasi apa yang diperlukan untuk rotor jika itu (a) tipe sangkar tupai, dan (b) tipe *wound rotor*?
 - 8) Motor induksi 440 V, 60 Hz akan digunakan untuk menyuplai 50 Hz. Tegangan apa yang harus digunakan?
 - 9) Stator motor induksi 220 V harus diputar ulang untuk operasi dari catu 440 V. Kumbaran asli masing-masing memiliki 15 putaran kawat berdiameter 1 mm. Perkirakan jumlah putaran dan diameter kawat untuk kumbaran stator baru.
 - 10) Slip motor induksi yang menggerakkan beban torsi konstan adalah 2,0%. Jika tegangan berkurang sebesar 5%, tentukan : (a) arus rotor *steady state* yang baru, dinyatakan dalam nilai aslinya; (b) slip *steady state* baru.
 - 11) Mengapa motor induksi tidak pernah bisa berputar dengan kecepatan sinkron?
 - 12) Mengapa penting untuk mempertahankan rasio tegangan: frekuensi pada nilai yang benar untuk motor induksi? Apa yang akan menjadi konsekuensi dari membuat rasio (a) lebih tinggi, dan (b) lebih rendah, dari nilai yang ditentukan?
 - 13) Motor induksi dengan celah udara 2 mm memiliki arus tanpa muatan (magnetising) dari 5 A. Dengan asumsi bahwa celah udara merupakan satu-satunya penyebab yang signifikan dalam jalur fluks utama, jelaskan alasannya, jika rotor dipasang kembali. sehingga celah udara menjadi 3 mm, arus magnetisasi diharapkan akan meningkat menjadi 7,5 A. Apa efek yang diharapkan dari peningkatan celah udara terhadap besarnya gelombang fluks celah udara?
 - 14) Ketika slip motor induksi meningkat, arus dalam rotor meningkat, tetapi di luar slip tertentu, torsi mulai turun. Kenapa seperti ini?
 - 15) Untuk diameter rotor yang diberikan, diameter stator motor 2-kutub jauh lebih besar dari diameter stator, katakanlah, motor 8-kutub. Dengan membuat sketsa dan membandingkan pola fluks magnetik untuk mesin dengan nomor kutub rendah dan tinggi, jelaskan mengapa diperlukan besi stator lebih banyak karena jumlah kutub berkurang.
 - 16) Tata letak kumbaran untuk belitan 4-kutub dan 6-kutub dalam stator 36-slot ditunjukkan pada Gambar 1.6. Semua kumbaran memiliki jumlah lilitan yang sama dari kawat yang sama, satu-satunya perbedaan nyata adalah bahwa kumbaran 6 kutub memiliki jarak yang lebih pendek.

Buat sketsa gelombang MMF yang dihasilkan oleh satu fasa, untuk setiap nomor kutub, dengan asumsi bahwa arus yang sama pada setiap kumbaran. Oleh karena itu menunjukkan bahwa untuk mencapai amplitudo gelombang fluks yang sama, arus dalam belitan 6-kutub harus sekitar 50% lebih besar daripada pada 4-kutub.

Bagaimana penggunaan ini berhubungan dengan kemampuan factor daya motor induksi kecepatan rendah biasanya lebih rendah dari motor berkecepatan tinggi?

2. KARAKTERISTIK OPERASI MOTOR INDUKSI

Bab ini berpengaitan dengan bagaimana motor induksi bekerja ketika terhubung ke pasokan frekuensi konstan. Sejauh ini merupakan mode operasi yang paling banyak digunakan dan penting, motor berjalan langsung terhubung ke suplai listrik tegangan konstan. Motor 3-fasa adalah yang paling penting, sehingga mereka ditangani terlebih dahulu.

METODE STARTING CAGE MOTOR

Masalah starting direct

Dalam aktifitas rumah tangga sehari-hari yang cenderung membuat kita yakin bahwa tidak ada yang lebih banyak untuk mengoprasikan motor kecuali mematikan saklar, dan memang untuk sebagian besar mesin berdaya rendah (katakanlah sampai beberapa kW) dari jenis apapun yang memang digunakan. Dengan hanya menghubungkan motor ke suplai, kita dapat mengatur urutan kerja yang terlihat pada motor untuk mendapatkan catu daya saat berakselerasi mencapai kecepatan target. Ketika telah terserap dan mengkonversi energi yang mencukupi dari energi listrik ke energi kinetik, kecepatan menstabilkan dan daya yang ditarik turun ke tingkat yang rendah sampai motor diperlukan untuk melakukan pekerjaan mekanik yang baik. Dalam aplikasi daya rendah ini, akselerasi mencapai kecepatan penuh mungkin membutuhkan waktu kurang dari satu detik, dan kita jarang menyadari fakta bahwa arus yang ditarik selama fasa akselerasi sering lebih tinggi daripada arus terukur kontinu.

Namun, untuk motor lebih dari beberapa kW, perlu untuk menilai efek pada sistem suplai sebelum memutuskan apakah motor dapat dioprasikan hanya dengan menghidupkan saklar langsung ke suplai. Jika sistem suplai ideal (misalkan tegangan suplai tetap tidak terpengaruh terlepas dari berapa banyak arus yang diambil) tidak akan ada masalah mengoprasikan motor induksi, tidak peduli seberapa besar. Masalahnya adalah bahwa besar arus yang dibutuhkan saat motor berjalan dengan kecepatan tinggi dapat menyebabkan penurunan besar dalam tegangan sistem suplai, mengganggu pengguna lain untuk suplai yang sama dan mungkin sampai di luar batas hukum.

Penting diingatkan diri kita sendiri tentang pengaruh impedansi suplai pada titik ini, karena hal ini adalah sumber masalah, jadi kita mulai dengan mencatat bahwa sistem suplai apa pun, seberapa pun rumitnya, dapat dimodelkan dengan menggunakan Thevenin sederhana yang menyenangkan rangkaian ekuivalen ditunjukkan pada Gambar 2.1. (Kita di sini mengasumsikan operasi 3-fasa yang seimbang, sehingga sirkuit setara 1-fasa akan cukup.)

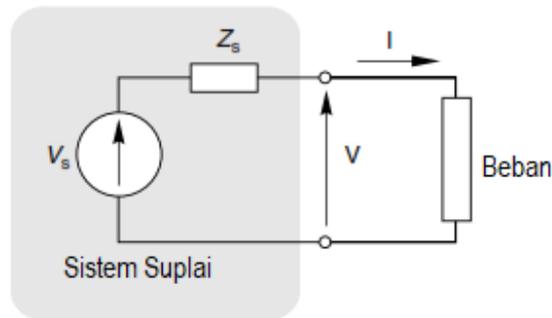
Suplai diwakili oleh sumber tegangan ideal (V_s) secara seri dengan impedansi suplai Z_s . Ketika tidak ada beban yang terhubung ke suplai, dan arus adalah nol, tegangan terminal adalah V_s ; tetapi segera setelah beban terhubung arus beban (I) yang mengalir melalui impedansi sumber menghasilkan penurunan volt, dan tegangan output turun dari V_s ke V , di mana

$$V = V_s - IZ_s \quad (2.1)$$

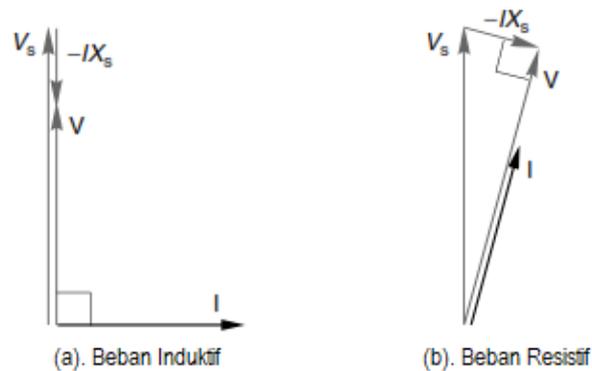
Untuk sebagian besar pasokan industri, impedansi sumber lebih dominan induktif, sehingga Z_s hanyalah reaktansi induktif, X_s . Tipikal diagram phasor yang berpengaitan dengan suplai dengan reaktansi induktif murni ditunjukkan pada Gambar 2.2: pada (a) beban juga dianggap murni reaktif, sedangkan arus beban pada (b) memiliki besaran yang sama seperti pada (a) tetapi bebannya resistif. Tegangan output (terminal) dalam setiap kasus diwakili oleh fasor berlabel V .

Untuk beban induktif (a) arus akan melewati tegangan terminal sebesar 90° sedangkan untuk beban resistif (b) arus berada dalam fasa dengan tegangan terminal. Dalam kedua kasus penurunan volt melintasi reaktansi suplai (IX_s) memimpin arus sebesar 90° .

Poin pertama yang perlu diperhatikan adalah bahwa, untuk besarnya arus beban yang diberikan, penurunan tegangan berada dalam fasa dengan V_s ketika beban bersifat induktif, sedangkan dengan beban resistif penurunan tegangan hamper mencapai 90° to V_s . Hal ini menghasilkan penurunan yang



Gambar 2.1 Rangkaian ekuivalen sistem suplai



Gambar 2.2 Diagram *phasor* yang menunjukkan efek impedansi system suplai pada tegangan output dengan (a) beban induktif dan (b) beban resistif

jauh lebih besar dalam besarnya tegangan output ketika beban induktif daripada ketika itu resistif. Titik kedua, jelas, adalah bahwa semakin besar arus, semakin besar penurunan tegangan.

Sayangnya, ketika kita mencoba untuk mengoprasikan motor induksi sangkar besar kita menghadapi pukulan ganda karena tidak hanya arus awal biasanya lima atau enam kali nilai arus, tetapi juga pada faktor daya rendah, yaitu motor terlihat dominan induktif ketika slip tinggi. (Sebaliknya, ketika mesin mencapai kecepatan dan muatan penuh, arusnya mungkin hanya seperlima dari arus awal dan memberikan penampilan yang sebagian besar resistif seperti yang terlihat oleh suplai. Dalam kondisi ini, tegangan suplai hampir tidak ada yang berbeda dari tanpa beban.)

Karena penurunan voltase disebabkan oleh impedansi pasokan, jika kita ingin dapat menarik arus awal yang besar tanpa mengganggu konsumen lain, itu akan menjadi yang terbaik untuk impedansi suplai serendah mungkin, dan lebih disukai nol. Tetapi dari sudut pandang otoritas suplai, impedansi suplai yang sangat rendah membawa masalah tentang bagaimana melakukan cakupan jika terjadi hubungan pendek yang tidak disengaja di seluruh terminal. Arus hubung singkat berbanding terbalik dengan impedansi pasokan, dan cenderung tak terhingga ketika Z_s mendekati nol. Biaya penyediaan *switch-gear* untuk membersihkan arus gangguan yang besar akan menjadi penghalang, sehingga kompromi selalu harus dicapai, dengan nilai-nilai impedansi pasokan yang ditetapkan oleh otoritas pasokan agar sesuai dengan tuntutan yang diantisipasi.

Sistem dengan impedansi internal rendah dikenal sebagai persediaan 'kaku' karena tegangannya hampir konstan terlepas dari arus yang ditarik. (Cara alternatif untuk menentukan sifat pasokan adalah dengan mempertimbangkan arus gangguan yang akan mengalir jika terminal mengalami hubungan pendek: sistem dengan impedansi rendah akan memiliki arus gangguan yang tinggi atau 'tingkat gangguan'.) Memulai dengan kaku suplai tidak memerlukan pengaturan khusus dan tiga motor utama hanya beralih langsung ke listrik. Ini dikenal sebagai '*direct-on-line*' (DOL) atau '*direct-to-line*' (DTL) dimulai. Peralihan biasanya dilakukan dengan relai atau kontaktor, memasukkan sekering dan perangkat perlindungan kelebihan beban lainnya, dan dioperasikan secara manual dengan tombol lokal atau jarak jauh, atau dihubungkan untuk memungkinkan operasi dari pengontrol yang dapat diprogram atau komputer.

Sebaliknya, jika impedansi suplai tinggi (misalkan. Tingkat kesalahan rendah) penurunan tegangan yang cukup besar akan terjadi setiap kali motor dinyalakan, menyebabkan lampu redup dan mengganggu peralatan lain pada suplai yang sama. Dengan suplai 'lemah' ini, beberapa bentuk starter diperlukan untuk membatasi arus pada awal dan selama fasa *run-up*, sehingga mengurangi besarnya penurunan tegangan yang dikenakan pada sistem suplai. Saat motor mengambil kecepatan, arus turun, sehingga starter dilepas saat motor mendekati kecepatan penuh. Cukup alami harga yang harus dibayar untuk pengurangan arus adalah torsi awal yang lebih rendah, dan waktu yang lebih lama.

Apakah starter diperlukan atau tidak tergantung pada ukuran motor sehubungan dengan kapasitas atau tingkat kesalahan suplai, peraturan yang berlaku yang diberlakukan oleh otoritas suplai, dan sifat beban.

Referensi di atas untuk impedansi suplai 'rendah' dan 'tinggi' karenanya harus ditafsirkan terpengait dengan impedansi motor ketika stasioner. Motor besar (karena impedansi rendah) dapat dimulai dengan mudah DOL di pabrik industri besar, di mana pasokannya tersedia. 'Kaku', yaitu impedansi suplai jauh lebih sedikit daripada impedansi motor. Tetapi motor yang sama akan membutuhkan starter ketika digunakan di pengaturan pedesaan yang jauh dari sistem daya utama, dan diumpankan oleh impedansi yang relatif tinggi atau suplai 'lemah'. Tidak perlu dikatakan, semakin ketat aturan yang mengatur penurunan tegangan yang diizinkan, semakin besar kemungkinan starter diperlukan.

Motor yang memulai tanpa torsi beban signifikan atau inersia dapat berakselerasi dengan sangat cepat, sehingga arus awal yang tinggi hanya ditarik untuk periode yang singkat. Motor 10 kW akan mencapai kecepatan dalam satu detik atau lebih, dan karena itu volt dapat dinilai sebagai dapat diterima. Kopling kadang-kadang memungkinkan untuk memulai 'off-load', beban diterapkan setelah motor mencapai kecepatan penuh. Sebaliknya, jika torsi beban dan / atau inersia tinggi, kenaikan mungkin memakan waktu beberapa detik, dalam hal ini starter mungkin terbukti penting. Tidak ada aturan ketat yang bisa ditetapkan, tetapi jelas semakin besar motornya, semakin besar kemungkinan diperlukan starter.

Bintang / delta (wye/mesh) starter

Ini merupakan metode awal yang paling sederhana dan paling banyak digunakan. Hal ini menyediakan untuk gulungan motor yang akan terhubung di bintang (wye) untuk memulai, dengan demikian mengurangi tegangan yang diterapkan ke setiap fasa menjadi 58% ($1/\sqrt{3}$) dari nilai DOL-nya. Kemudian, ketika kecepatan motor mendekati nilai yang berjalan, belitan akan beralih ke koneksi delta (mesh). Keuntungan utama dari metode ini adalah kesederhanaannya, sementara kelemahan utamanya adalah bahwa torsi awal berkurang (lihat di bawah), dan transisi mendadak dari bintang ke delta menimbulkan guncangan kedua walaupun tingkat keparahannya lebih rendah - ke sistem pasokan dan ke beban. Agar perpindahan bintang / delta dimungkinkan, kedua ujung dari setiap belitan motor harus dibawa keluar ke kotak terminal. Syarat ini dipenuhi di sebagian besar motor, kecuali yang kecil yang biasanya terhubung secara permanen di delta.

Dengan starter bintang / delta, arus yang diambil dari suplai kira-kira sepertiga dari yang ditarik dalam start DOL, yang sangat disambut baik, tetapi pada saat yang sama torsi start juga dikurangi hingga sepertiga dari nilai DOL-nya. Secara alami kita perlu memastikan bahwa torsi yang dikurangi akan mencukupi untuk mempercepat beban, dan membawanya ke kecepatan di mana ia dapat beralih ke delta tanpa lompatan berlebihan dalam arus.

Berbagai metode digunakan untuk mendeteksi kapan pergantian dari bintang ke delta. Pada permulaan manual, pergantian ditentukan oleh operator mengawasi ampere meter hingga arus turun ke level yang rendah, hingga kecepatan menjadi stabil. Versi otomatis serupa dalam hal itu

mendeteksi arus turun atau kecepatan naik ke level ambang, atau beroperasi setelah waktu yang ditentukan.

Autotransformer starter

3-fasa autotransformer biasanya digunakan di mana bintang / delta starting memberikan torsi awal yang tidak cukup. Setiap fasa autotransformer terdiri dari satu belitan pada inti yang dilaminasi. Pasokan listrik dihubungkan di ujung-ujung gulungan, dan satu atau lebih titik saluran (atau kontak geser) memberikan output tegangan yang berkurang, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.3.

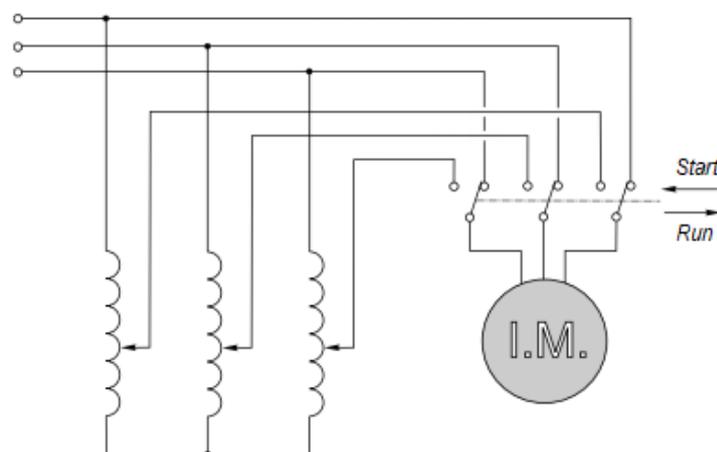
Motor pertama kali terhubung ke output tegangan yang dikurangi, dan ketika arus turun ke nilai yang sedang berjalan, kabel motor dialihkan ke tegangan penuh.

Jika tegangan yang dikurangi dipilih, sehingga sebagian kecil dari tegangan saluran digunakan untuk menghidupkan motor, torsi awal dikurangi hingga kira-kira α^2 kali nilai DOL-nya, dan arus yang ditarik dari listrik juga dikurangi menjadi α^2 kali langsungnya. nilai. Seperti halnya starter bintang / delta, torsi per ampere arus suplai sama dengan start langsung.

Peralihan dari ketukan awal ke tegangan penuh tak terhindarkan mengakibatkan guncangan mekanik dan listrik ke motor. Pada motor besar tegangan berlebih transien yang disebabkan oleh *switching* cukup untuk merusak insulasi, dan jika hal ini cenderung menimbulkan masalah, prosedur yang dimodifikasi yang dikenal sebagai metode Korndorfer digunakan. Pergantian yang lebih lancar dicapai dengan meninggalkan sebagian belitan Autotrans- secara seri dengan belitan motor sepanjang waktu.

Resistansi atau reaktansi starter

Dengan memasukkan tiga resistor atau induktor dengan nilai yang sesuai dalam rangkaian dengan



Gambar 2.3 Starter Autotransformer untuk motor induksi sangkar

motor, arus awal dapat dikurangi dengan tingkat yang diinginkan, tetapi hanya dengan mengorbankan pengurangan torsi awal yang tidak proporsional.

Misalnya, jika arus dikurangi hingga setengah dari nilai DOL-nya, tegangan motor akan dibelah dua, sehingga torsi (yang sebanding dengan kuadrat tegangan) akan berkurang menjadi hanya 25% dari nilai DOL-nya. Dengan demikian pendekatan ini kurang menarik dalam hal torsi per ampere arus pasokan dibandingkan metode bintang / delta. Satu fitur yang menarik, bagaimanapun, adalah bahwa ketika kecepatan motor meningkat dan impedans efektifnya meningkat, volt turun melintasi impedansi tambahan berkurang, sehingga voltase motor meningkat secara progresif dengan kecepatan, sehingga memberikan lebih banyak torsi. Ketika motor sampai kecepatan, impedansi ditambahkan korslet melalui kontaktor. Starter yang variabel resistan (secara manual atau dioperasikan motor) kadang-kadang digunakan dengan motor kecil di mana start *jerkf* diperlukan, misalnya dalam film atau tekstil baris.

Solid-state soft starting

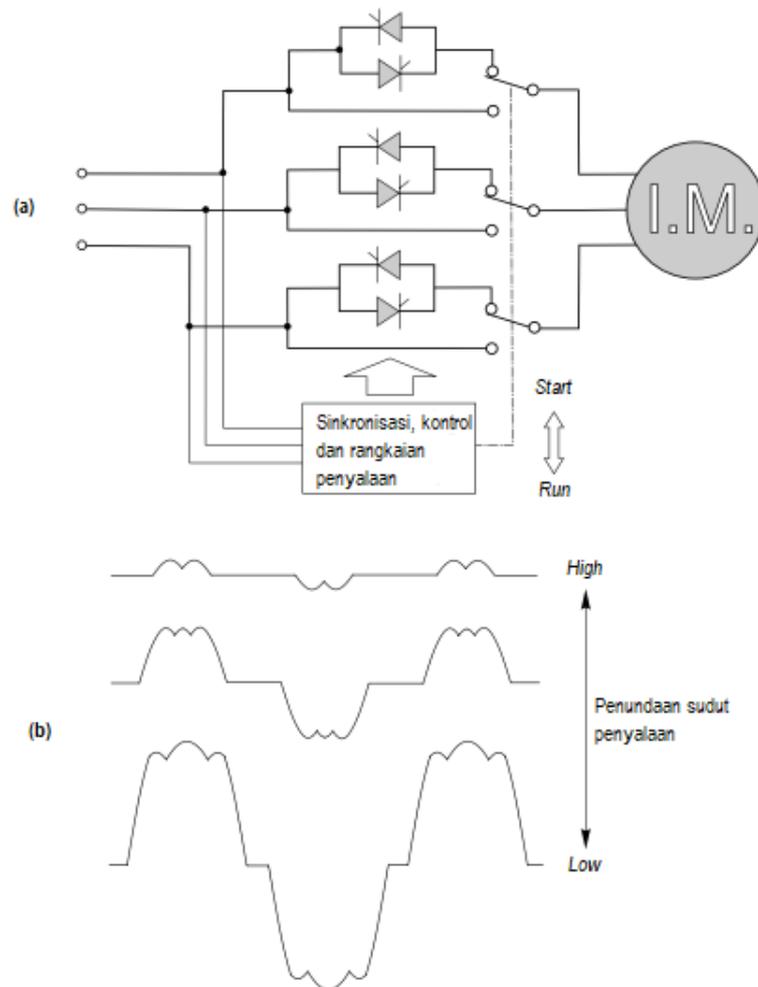
Metode ini sekarang paling banyak digunakan. Hal ini memberikan penumpukan arus dan torsi yang halus, arus maksimum dan waktu akselerasi mudah disesuaikan, dan ini sangat penting di mana beban tidak boleh terkena sentakan tiba-tiba. Satu-satunya kelemahan nyata dari pada starter konvensional adalah bahwa arus listrik selama *run-up* tidak sinusoid, yang dapat menyebabkan gangguan dengan peralatan lain pada suplai yang sama.

Pengaturan yang paling banyak digunakan terdiri dari tiga pasang *thyristor back-to-back* terhubung secara seri dengan tiga jalur suplai, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4 (a).

Setiap thyristor ditembakkan sekali per setengah siklus, penyalaan disinkronkan dengan listrik dan sudut tembak menjadi variabel sehingga setiap pasangan melakukan untuk proporsi yang berbeda dari suatu siklus. Bentuk gelombang saat ini ditunjukkan pada Gambar 2.4 (b): gelombang tersebut jelas tidak sinusoidal tetapi motor akan menoleransi gelombang tersebut dengan baik.

Berbagai macam teori kontrol dapat ditemukan, dengan tingkat kerumitan dan kecanggihan yang tergambar dalam harga. Sistem *loop* terbuka yang paling simpel hanya mengubah sudut peras secara linear bersamaan waktu, sehingga tegangan yang diberikan pada motor meningkat ketika berakselerasi. '*Ramp-time*' dapat diatur dengan percobaan untuk memberikan awal yang sesuai, yaitu saat arus maksimum yang diijinkan dari suplai tidak melampaui pada tahap apa pun. Pendekatan ini cukup memuaskan ketika beban tetap sama, tetapi membutuhkan pengaturan ulang setiap kali beban berubah. Beban dengan gesekan statis yang tinggi merupakan masalah karena tidak ada yang terjadi pada bagian pertama *ramp*, selama itu torsi motor tidak cukup untuk memindahkan beban. Ketika beban akhirnya bergerak, akselerasinya seringkali terlalu cepat. Versi *loop* terbuka yang lebih canggih memungkinkan tingkat arus pada awal *ramp* yang akan dipilih, dan ini membantu dengan beban '*sticky*'.

Sistem yang lebih canggih - biasanya dengan *on-board digital control* - menyediakan kontrol yang lebih rapat atas profil akselerasi dengan memasukkan umpan balik arus loop tertutup. Setelah peningkatan awal hingga level awal (selama beberapa siklus pertama), arus dijaga konstan pada tingkat yang diinginkan sepanjang periode akselerasi, sudut penyalaan *thyristor* terus disesuaikan untuk mengimbangi perubahan efektif impedansi motor . Dengan menjaga arus pada nilai maksimum,



Gambar 2.4 (a) *Soft-starter Thyristo*, (b) Tipikal bentuk gelombang arus motor yang dapat ditoleransi suplai waktu berjalan, diminimalkan. Atau, jika diinginkan *run-up* lambat, arus percepatan yang lebih rendah dapat dipilih.

Seperti halnya sistem loop terbuka, profil waktu kecepatan belum tentu ideal, karena dengan arus konstan torsi motor menunjukkan kenaikan yang sangat tajam ketika slip penarik tercapai, mengakibatkan lonjakan kecepatan secara tiba-tiba.

Starting menggunakan inverter frekuensi-variabel

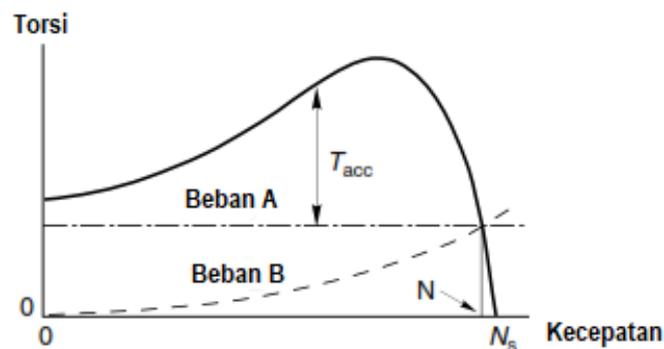
Pengoperasian motor induksi dari inverter frekuensi-variabel dibahas pada materi terpengait bab ini, tetapi pantas untuk disebutkan di sini bahwa salah satu keuntungan dari operasi pengumpanan inverter biasanya dimungkinkan untuk mendapatkan setidaknya torsi terukur. Pada kecepatan nol

tanpa menarik arus berlebih dari suplai listrik. Tidak ada metode awal lain yang kita lihat memiliki kemampuan ini, sehingga dalam beberapa aplikasi mungkin bahwa biaya yang relatif tinggi dari inverter dibenarkan semata-mata dengan alasan potensi *start-up*-nya.

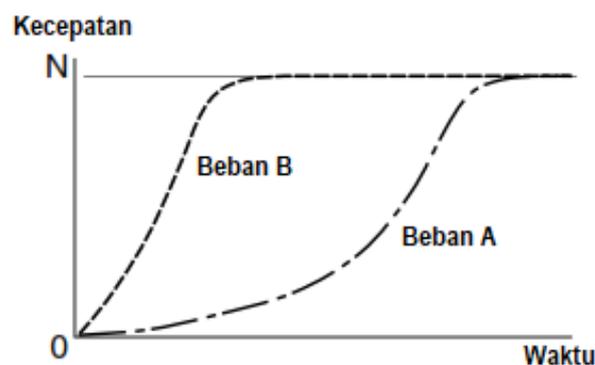
PERJALANAN DAN DAERAH OPERASI YANG STABIL

Selain memiliki torsi yang cukup untuk memulai beban, jelas perlu bagi motor untuk membawa beban hingga kecepatan penuh. Untuk memprediksi bagaimana kecepatan akan naik setelah dinyalakan kita perlu kurva kecepatan torsi motor dan beban, dan inersia total.

Sebagai contoh, kita dapat melihat kasing motor dengan dua beban berbeda (lihat Gambar 2.5). Garis solid adalah kurva torsi-kecepatan motor, sedangkan garis putus-putus mewakili dua karakteristik beban yang berbeda. Beban (A) adalah tipikal hoist sederhana, yang menerapkan torsi konstan ke motor pada semua kecepatan, sementara beban (B) mungkin mewakili kipas. Demi



Gambar 2.5 Kurva tipikal kecepatan-torsi yang menunjukkan dua beban berbeda yang memiliki kecepatan lari stabil yang sama (N)



Gambar 2.6 Kurva kecepatan-waktu selama *run-up*, untuk motor dan beban yang ditunjukkan pada Gambar 2.5

kesederhanaan, kita akan menganggap bahwa inertias beban (seperti yang terlihat pada poros motor) adalah sama.

Kurva kecepatan-waktu untuk run-up ditunjukkan pada Gambar 2.6. Perhatikan bahwa gradien kurva kecepatan-waktu (yaitu akselerasi) diperoleh dengan membagi torsi akselerasi T_{acc} (yang merupakan perbedaan antara torsi yang dikembangkan oleh motor dan torsi yang diperlukan untuk menjalankan beban pada kecepatan itu) dengan total inersia (gaya semu).

Dalam contoh ini, kedua beban pada akhirnya mencapai kecepatan tetap yang sama, N (yaitu kecepatan di mana torsi motor sama dengan torsi beban), tetapi B mencapai kecepatan penuh jauh lebih cepat karena torsi akselerasi lebih tinggi selama sebagian besar *run-up*. Muatan A mengambil kecepatan perlahan pada awalnya, tetapi kemudian berakselerasi keras (seringkali dengan karakteristik 'whoosh' yang dihasilkan oleh kipas ventilasi) saat melewati torsi-kecepatan puncak dan mendekati kondisi keseimbangan.

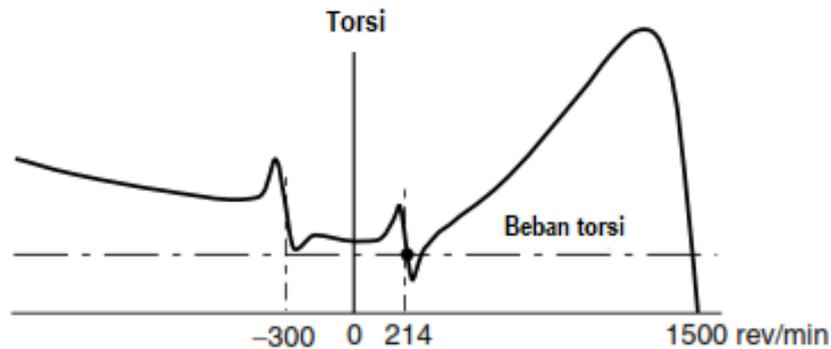
Harus jelas bahwa semakin tinggi inersia total, semakin lambat akselerasi dan sebaliknya. Total inersia berarti inersia seperti yang terlihat di poros motor, jadi jika gearbox atau ikat pinggang digunakan, inersia harus '*referred*'.

Kualifikasi penting harus disebutkan dalam konteks kurva kecepatan torsi motor yang ditunjukkan oleh garis solid pada Gambar 2.5. Hal ini adalah bahwa kurva seperti ini mewakili torsi yang dikembangkan oleh motor ketika telah menetap pada kecepatan yang dimaksud, yaitu mereka adalah kurva kondisi mapan yang sebenarnya. Pada kenyataannya, motor pada umumnya hanya akan berada dalam kondisi tunak ketika menetap pada kecepatan normal, sehingga untuk sebagian besar rentang kecepatan motor akan berakselerasi. Khususnya, ketika motor dinyalakan pertama kali, akan ada periode transien dari beberapa siklus karena ketiga arus secara bertahap bergerak menuju pola 3-fasa yang seimbang. Selama periode ini torsi dapat berfluktuasi liar dan motor dapat mengambil kecepatan yang signifikan, sehingga torsi aktual mungkin sangat berbeda dari yang ditunjukkan oleh kurva kondisi-mapan, dan sebagai hasilnya kecepatan sesaat dapat berfluktuasi tentang nilai rata-rata. Untungnya, torsi rata-rata selama run-up dapat diperoleh dengan cukup andal dari kurva *steady-state*, khususnya jika inersia tinggi dan motor membutuhkan banyak siklus untuk mencapai kecepatan penuh, dalam hal ini kita akan menganggap kurva torsi-kecepatan sebagai menjadi '*quasi steady state*'

Efek Harmonik– skewing

Sebuah catatan lebih lanjut sehubungan dengan kurva kecepatan torsi yang ditunjukkan dalam buku ini dan sebagian besar buku lainnya, berpengaitan dengan efek medan celah udara harmonis. Dalam buku lainnya, dijelaskan bahwa terlepas dari batasan yang diberlakukan oleh slotting, *stator winding magnetic flux* (MMF) sangat dekat dengan ideal dari sinusoid murni. Sayangnya, karena itu bukan sinusoid sempurna, analisis *fourier* mengungkapkan bahwa selain komponen fundamental yang dominan, selalu ada tambahan yang tidak diinginkan. Medan 'ruang harmonik'. Medan harmonik ini memiliki kecepatan sinkron yang berbanding terbalik dengan urutannya. Misalnya kutub 4, motor dengan frekuensi 50 Hz akan memiliki medan utama yang berputar pada 1500 putaran / menit, tetapi di samping itu mungkin ada medan harmonik kelima (20-kutub) yang berputar dalam arah terbalik

pada putaran 300 /putaran, dengan harmonik ketujuh (28-kutub) sampai pada 214 putaran / menit dan seterusnya. Ruang harmonisa ini diminimalkan oleh desain belitan stator, tetapi jarang untuk dihilangkan.



Gambar 2.7 Kurva torsi-kecepatan menunjukkan efek ruang harmonik dan menggambarkan kemungkinan motor *crawl* pada harmonik ketujuh

Jika rotor memiliki jumlah batang yang sangat besar, motor akan bereaksi terhadap medan harmonik dengan cara yang hampir sama dengan yang mendasar, menghasilkan torsi motor induksi tambahan yang berpusat pada kecepatan sinkron harmonik, dan menyebabkan penurunan yang tidak diinginkan dalam kecepatan torsi, biasanya seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.7.

Pengguna tidak boleh terlalu khawatir karena dalam kebanyakan kasus motor akan naik melalui harmonik selama akselerasi, tetapi dalam kasus ekstrim motor mungkin misalnya, menstabilkan pada harmonik ketujuh, dan '*crawl*' di sekitar 214 putaran / menit, kemudian naik hingga kecepatan 4-kutub (1500 putaran / menit pada 50 Hz), seperti yang ditunjukkan oleh titik pada Gambar 2.7.

Untuk meminimalkan efek ruang harmonik yang tidak diinginkan, batang rotor di sebagian besar motor induksi tidak sejajar dengan sumbu rotasi, tetapi sebaliknya condong (biasanya sekitar satu atau dua lubang slot) sepanjang panjang rotor. Hal ini memiliki efek yang sangat kecil sejauh menyangkut medan mendasar, tetapi dapat sangat mengurangi respons rotor terhadap medan harmonik.

Karena pengaruh keseluruhan harmonik pada kondisi tetap kurva hampir tidak terlihat, dan adanya hal tersebut mungkin mengkhawatirkan pengguna, mereka jarang menunjukkan, cara yang diterima adalah 'kurva torsi-kecepatan' mewakili perilaku karena komponen fundamental saja.

Beban inersia tinggi - terlalu panas

Selain berakselerasi secara lambat, beban inersia tinggi menimbulkan masalah tertentu dari pemanasan rotor, yang dapat dengan mudah diabaikan oleh pengguna. Setiap kali motor induksi dimulai dari posisi diam dan dinaikkan ke kecepatan, total energi yang dikeluarkan karena panas dalam belitan motor sama dengan energi kinetik yang tersimpan dari beban tambahan motor. (Hal ini

dieksplorasi lebih lanjut melalui sirkuit ekivalen pada Bab 3.) Oleh karena itu dengan beban inersia yang tinggi, jumlah energi yang sangat besar dilepaskan sebagai panas dalam belitan selama run-up, bahkan jika torsi beban dapat diabaikan ketika motor dinaikkan dan dipercepat. Dengan motor yang benar-benar tertutup panas, akhirnya panas ke luar menuju casing motor, yang didinginkan oleh udara dari kipas eksternal yang dipasang di poros. Karena itu, pendinginan rotor biasanya jauh lebih buruk daripada stator, dan rotor kemungkinan besar mengalami overheat selama run-up inersia tinggi.

Tidak ada aturan yang keras dan cepat yang bisa ditetapkan, tetapi biasanya produsen bekerja sesuai standar yang menentukan berapa banyak permulaan yang dapat ditoleransi. Sebenarnya, informasi ini tidak berguna kecuali ditambah dengan referensi ke inersia total, karena inersia membuat masalah dua kali lebih buruk. Namun, biasanya diasumsikan bahwa inersia total tidak mungkin lebih dari dua kali inersia motor, dan hal ini tentu terjadi pada sebagian besar beban. Jika ragu, pengguna harus berkonsultasi dengan pabrik yang mungkin merekomendasikan motor yang lebih besar daripada yang mungkin diperlukan hanya untuk memasok kebutuhan daya beban penuh.

Kekurangan dan efisiensi rotor dalam keadaan tetap

Diskusi di atas adalah kasus khusus, yang menyoroti salah satu fitur mesin induksi yang kurang menarik. Hal ini bahwa tidak mungkin bagi semua daya yang melintasi celah udara dari stator untuk dikonversi menjadi keluaran mekanis, karena sebagian selalu hilang sebagai panas dalam tahanan sirkuit rotor. Bahkan, ternyata pada slip s , daya total (P_r) yang melintasi celah udara selalu membelah sehingga fraksi sP_r hilang sebagai panas, sedangkan sisanya $(1-s)P_r$ dikonversi menjadi output mekanis yang berguna (lihat juga Bab 3.).

Oleh karena itu, ketika motor beroperasi dalam kondisi tetap efisiensi konversi energi rotor diberikan oleh

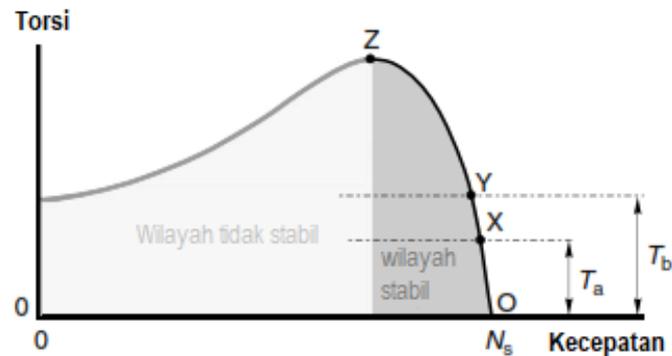
$$\eta_r = \frac{\text{Mechanical output power}}{\text{Rated power input to rotor}} = (1-s) \quad (2.2)$$

Hasil ini sangat penting, dan menunjukkan kepada kita segera mengapa operasi pada nilai kecil slip sangat menguntungkan. Dengan slip 5% (atau 0,05), misalnya, 95% daya celah udara dimanfaatkan dengan baik. Tetapi jika motor dijalankan pada setengah kecepatan sinkron ($s = 0,5$), 50% daya celah udara akan terbuang sia-sia sebagai panas di rotor.

Kita juga dapat melihat bahwa efisiensi keseluruhan motor harus selalu demikian jauh lebih kecil dari $(1-s)$, karena selain kerugian rotor tembaga ada kerugian tembaga stator, kerugian besi dan kerugian akibat angin dan gesekan. Fakta ini kadang-kadang dilupakan, mengarah permintaan yang saling bertentangan seperti slip muatan penuh = 5%, efisiensi keseluruhan = 96% , dengan jelas

Stabilitas kondisi tetap – torsi tarik dan ulur

Kita dapat memeriksa stabilitas dengan menanyakan apa yang terjadi jika torsi beban tiba-tiba berubah karena suatu alasan. Torsi beban yang ditunjukkan oleh garis putus-putus pada Gambar 2.8 stabil pada kecepatan X , misalnya, jika torsi beban meningkat dari T_a ke T_b , torsi beban akan lebih



Gambar 2.8 Kurva torsi-kecepatan menggambarkan wilayah operasi yang stabil (OXYZ)

besar dari torsi motor, sehingga torsi motor akan melambat. Ketika kecepatan turun, torsi motor akan naik, sampai keseimbangan baru tercapai, pada kecepatan yang sedikit lebih rendah (Y). Kebalikannya akan terjadi jika torsi beban dikurangi, yang mengarah ke kecepatan lari stabil yang lebih tinggi.

Tetapi apa yang terjadi jika torsi beban meningkat semakin banyak? Kita dapat melihat bahwa ketika torsi beban meningkat, dimulai dari titik X , kita akhirnya mencapai titik Z , di mana motor mengembangkan torsi maksimumnya. Terlepas dari kenyataan bahwa motor sekarang berada dalam wilayah kelebihan muatan, dan berada dalam bahaya panas yang berlebih (*overheat*), motor ini juga telah mencapai batas operasi yang stabil. Jika torsi beban meningkat lebih lanjut, kecepatan turun (karena torsi beban lebih dari torsi motor), dan saat itu terjadi kekurangan antara torsi motor dan torsi beban menjadi lebih besar dan lebih besar. Karenanya kecepatan turun lebih cepat dan motor dikatakan 'macet'. Dengan beban seperti peralatan mesin (mesin bor, misalnya), serta setelah torsi maksimum atau 'tarikan' terlampaui, motor dengan cepat berhenti, membuat suara dengungan yang kuat. Namun, dengan menaikkan beban berlebih akan menyebabkan rotor dipercepat ke arah sebaliknya, kecuali jika tidak dicegah oleh rem mekanis.

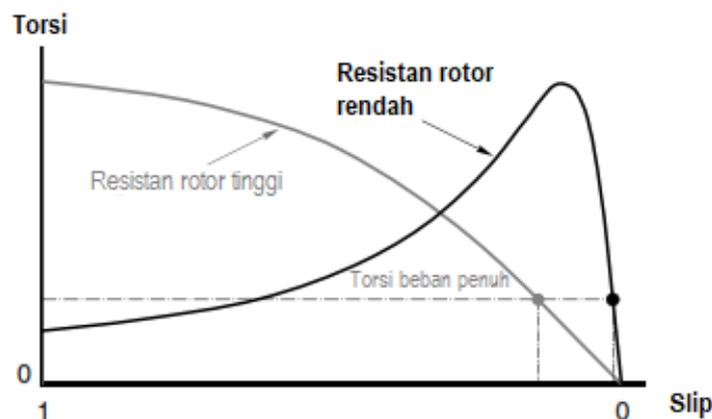
TORSI – SPEED CURVES – PENGARUH PARAMETER ROTOR

Kita telah melihat sebelumnya bahwa resistansi dan reaktansi rotor mempengaruhi bentuk kurva kecepatan torsi. Perancang dapat memvariasikan kedua parameter ini, dan kita akan mengeksplorasi pro dan kontra dari berbagai alternatif. Untuk membatasi matematika, diskusi akan terutama kualitatif, tetapi perlu disebutkan bahwa seluruh masalah dapat ditangani secara ketat dengan menggunakan pendekatan rangkaian ekuivalen, seperti dibahas dalam Bab 3.

Kita akan uraikan rotor dengan sangkar terlebih dahulu karena hal itu yang paling penting, tetapi *wound*-rotor memungkinkan variasi resistensi yang lebih luas untuk diperoleh, jadi itu akan dibahas nanti.

Rotor Sangkar

Untuk nilai-nilai kecil slip, misalkan pada wilayah putar normal, semakin rendah kita membuat resistansi rotor semakin curam kemiringan kurva kecepatan torsi, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9. Kita dapat melihat bahwa pada torsi terukur (ditunjukkan oleh garis putus-putus horisontal pada Gambar 2.9) slip beban penuh dari sangkar resistansi rendah jauh lebih rendah



Gambar 2.9 Tidak ada hambatan rotor pada kurva torsi-kecepatan motor sangkar. Kecepatan putar muatan penuh ditunjukkan oleh garis putus-putus vertikal

daripada sangkar resistansi tinggi. Tetapi kita telah melihat sebelumnya bahwa efisiensi rotor sama dengan $(1 - s)$, di mana s adalah slip. Jadi, kita menyimpulkan bahwa rotor resistansi rendah tidak hanya memberikan kecepatan yang lebih baik, tetapi juga jauh lebih efisien. Tentu saja ada batas seberapa rendah kita dapat membuat resistansi, tembaga memungkinkan kita untuk mencapai resistansi yang lebih rendah daripada aluminium, tetapi kita tidak dapat melakukan apa pun lebih baik dari pada slot dengan batang tembaga padat.

Seperti yang kita harapkan ada kekurangan dengan rotor resistansi rendah. Torsi start berkurang (lihat Gambar 2.9), dan yang lebih buruk lagi, arus *starting* bertambah. Torsi awal yang lebih rendah mungkin terbukti tidak cukup untuk mempercepat beban, sementara peningkatan arus awal dapat menyebabkan turunnya tegangan pada suplai.

Mengubah resistansi rotor memiliki sedikit atau tidak ada efek pada nilai torsi puncak (tarikan), tetapi slip di mana torsi puncak terjadi berbanding lurus dengan resistansi rotor. Dengan memilih resistansi yang cukup tinggi (dengan membuat sangkar dari perunggu, kuningan, atau bahan resistivitas lain yang relatif tinggi) kita bisa jika kita ingin mengatur torsi puncak terjadi pada atau

mendekati awal, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9. Hambatan dalam melakukan hal ini adalah efisiensi beban penuh pasti rendah karena slip muatan penuh akan tinggi (lihat Gambar 2.9).

Ada beberapa aplikasi yang sangat cocok untuk motor yang memiliki daya tahan tinggi, contohnya adalah untuk mesin press logam, di mana motor mempercepat *flywheel*, yang digunakan untuk menyimpan energi. Untuk melepaskan sejumlah energi yang signifikan, *flywheel* melambat dengan cukup saat benturan, dan motor kemudian harus mempercepatnya kembali ke kecepatan penuh. Motor membutuhkan torsi tinggi pada rentang kecepatan yang relatif luas, dan melakukan sebagian besar kerjanya selama akselerasi. Begitu sampai kecepatan motor berjalan secara efektif, sehingga efisiensi yang rendah adalah konsekuensi kecil. Motor dengan resistansi tinggi juga digunakan untuk kontrol kecepatan beban tipe kipas, dan ini diambil kembali pada Bagian 2.6, di mana kontrol kecepatan dieksplorasi.

Singkatnya, resistensi rotor tinggi yang diinginkan ketika memulai dan pada kecepatan rendah, sementara resistansi rendah lebih disukai dalam kondisi kerja normal. Untuk mendapatkan yang terbaik dari kedua dunia, kita harus dapat mulai mengubah resistansi dari nilai tinggi ke nilai yang lebih rendah dengan kecepatan penuh. Jelas kita tidak dapat mengubah resistansi sangkar yang sebenarnya setelah diproduksi, tetapi dimungkinkan untuk mencapai efek yang diinginkan dengan rotor 'sangkar ganda' atau 'batang dalam'. Produsen biasanya menawarkan serangkaian desain, yang menggambarkan pertukaran ini, dan pengguna kemudian memilih salah satu yang paling memenuhi persyaratan khusus.

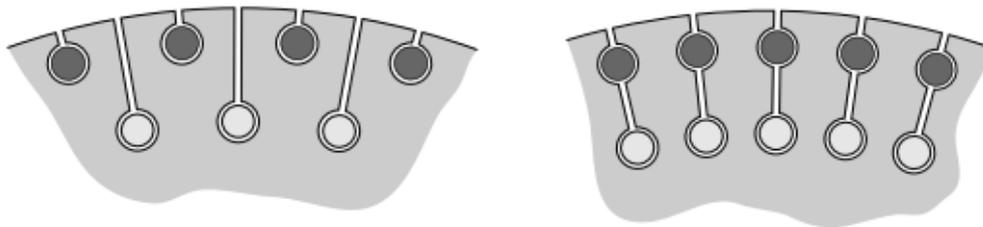
Rotor Sangkar Ganda

Rotor sangkar ganda memiliki sangkar luar yang terbuat dari bahan resistivitas yang relatif tinggi seperti perunggu, dan sangkar dalam dengan resistivitas rendah, biasanya tembaga, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.10.

Sangkar bagian dalam masuk jauh ke dalam rotor, sehingga hampir sepenuhnya dikelilingi oleh besi. Hal ini menyebabkan batang bagian dalam memiliki induktansi kebocoran yang jauh lebih tinggi daripada jika batang berada di dekat permukaan rotor, sehingga pada kondisi awal (ketika frekuensi rotor yang diinduksi tinggi) reaktansi induktif mereka sangat tinggi dan arus kecil mengalir di dalamnya. Sebaliknya, batang sangkar luar ditempatkan sehingga fluks kebocorannya menghadapi jalur *reluctance* yang jauh lebih tinggi, yang mengarah ke induktansi kebocoran rendah. Oleh karena itu, dalam kondisi awal, arus rotor terkonsentrasi di sangkar luar, karena ketahanannya yang tinggi, menghasilkan torsi awal yang tinggi.

Pada kecepatan putar normal perannya terbalik. Frekuensi rotor rendah, sehingga kedua sangkar memiliki reaktansi rendah dan sebagian besar arus mengalir dalam sangkar dalam resistansi rendah. Karenanya, kurva torsi-kecepatan curam, dan efisiensinya tinggi.

Variasi yang cukup besar dalam desain terperinci dimungkinkan untuk membentuk kurva torsi-kecepatan untuk persyaratan tertentu. Dibandingkan dengan rotor sangkar tunggal, sangkar ganda memberikan torsi awal yang jauh lebih tinggi, jauh lebih sedikit mulai saat ini, dan kinerjanya sedikit



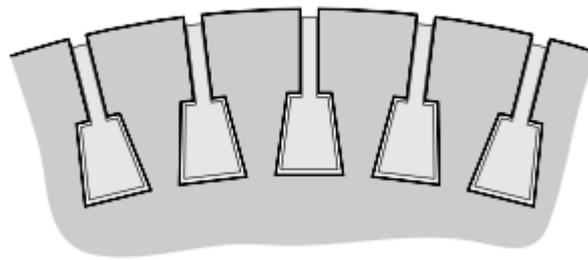
Gambar 2.10 Pengaturan alternatif rotor sangkar ganda. Sangkar luar memiliki resistansi tinggi (misalkan Perunggu) sedangkan sangkar dalam memiliki resistansi rendah (misalkan Tembaga)

lebih buruk.

Rotor Batang Dalam

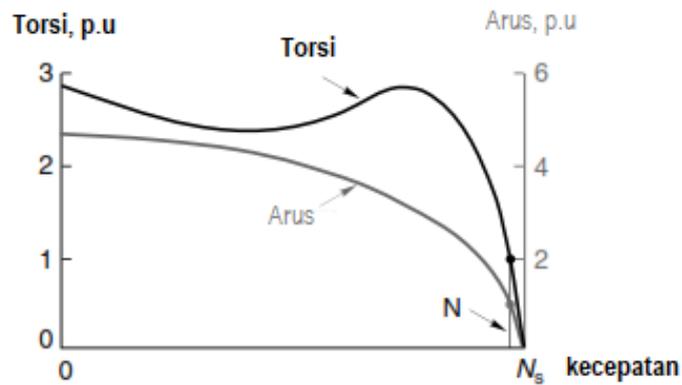
Rotor batang dalam memiliki sangkar tunggal, biasanya dari tembaga, dibentuk dalam slot yang lebih dalam dan lebih sempit dari pada desain sangkar tunggal konvensional. Konstruksi lebih sederhana dan karena itu lebih murah daripada di rotor sangkar ganda, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.11.

Pendekatan batang dalam dengan cerdas memanfaatkan fakta bahwa resistensi efektif konduktor lebih tinggi di bawah kondisi AC di bawah kondisi DC. Dengan batang tembaga tipikal dari ukuran yang digunakan dalam motor rotor induksi, perbedaan resistansi efektif antara d.c. dan mengatakan 50 atau 60 Hz (yang disebut 'efek kulit') akan diabaikan jika konduktor seluruhnya dikelilingi oleh udara. Tetapi ketika hampir sepenuhnya dikelilingi oleh besi, seperti dalam slot rotor, ketahanannya yang efektif pada frekuensi listrik mungkin dua atau tiga kali lipat nilai DC-nya.



Gambar 2.11 Tipikal konstruksi rotor batang dalam

Di bawah kondisi awal, ketika frekuensi rotor sama dengan frekuensi suplai, efek kulit sangat terasa, dan arus rotor terkonsentrasi ke bagian atas slot. Tahanan efektif karenanya meningkat, menghasilkan torsi awal yang tinggi dari arus awal yang rendah. Ketika kecepatan naik dan frekuensi rotor turun, hambatan efektif berkurang menuju DC-nya. nilai, dan arus mendistribusikan dirinya lebih seragam di seluruh bagian lintas batang. Kinerja berjalan normal mendekati rotor sangkar



Gambar 2.12 Tipikal torsi kecepatan dan kurva kecepatan arus untuk tujuan umum sangkar industri motor

tunggal resistansi rendah, memberikan efisiensi tinggi dan kurva kecepatan torsi yang kaku. Torsi tarikan, bagaimanapun, agak lebih rendah daripada untuk motor sangkar tunggal yang ekuivalen karena reaktansi kebocoran yang lebih tinggi.

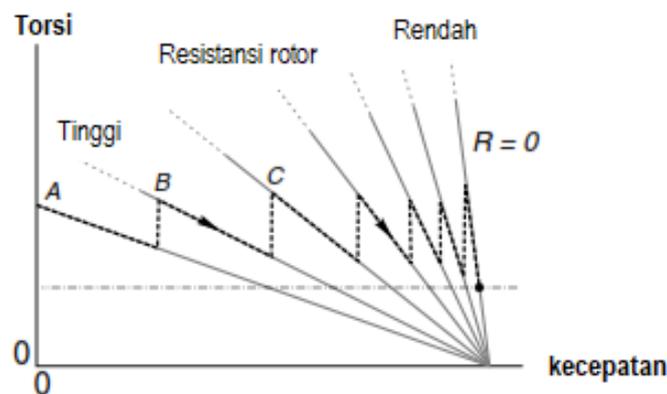
Hubungan kecepatan saat ini ditunjukkan oleh garis putus-putus pada Gambar 2.12, baik torsi dan skala saat ini dinyatakan dalam per unit ($p.u$). Notasi ini banyak digunakan sebagai singkatan, dengan 1 $p.u$. (atau 100%) mewakili nilai nominal. Misalnya, torsi 1,5 $p.u$. secara sederhana berarti nilai pengenalan satu setengah kali, sedangkan arus 400% berarti arus nilai pengenalan empat kali.

Starting dan menjalankan motor slipring

Dengan menambahkan resistansi eksternal secara seri dengan belitan rotor, arus start dapat dijaga tetap rendah tetapi pada saat yang sama torsi start tinggi. Ini merupakan keuntungan utama motor selip, dan membuatnya sangat cocok untuk beban dengan tugas awal yang berat seperti penghancur batu, derek dan penggerak konveyor.

Pengaruh resistansi rotor ditunjukkan oleh set kurva kecepatan torsi pada Gambar 2.13. Kurva di sebelah kanan sesuai dengan adanya resistansi rotor yang ditambahkan, dengan enam kurva lainnya menunjukkan pengaruh yang semakin meningkatkan resistansi eksternal.

Resistan rotor tinggi digunakan ketika motor pertama kali dinyalakan, dan tergantung pada nilai yang dipilih, torsi apa pun hingga nilai penarikan (mungkin dua kali beban penuh) dapat diperoleh. Biasanya, resistansi akan dipilih untuk memberikan torsi beban penuh pada saat start, bersama dengan



Gambar 2.13 Kurva kecepatan-torsi untuk motor *slipring* yang menunjukkan bagaimana resistansi rotor-sirkuit eksternal (R) dapat bervariasi dalam langkah-langkah untuk memberikan torsi yang konstan selama akselerasi

arus pengenalan dari listrik. Torsi awal kemudian seperti yang ditunjukkan oleh titik A pada Gambar 2.13.

Ketika kecepatan meningkat, torsi akan turun lebih atau kurang linier jika resistansi tetap konstan, sehingga untuk tetap dekat dengan torsi beban penuh resistansi secara bertahap dikurangi, baik dalam langkah-langkah, dalam hal ini lintasan ABC dan lain-lain diikuti (lihat Gambar 2.13), atau terus menerus sehingga diperoleh torsi maksimum. Akhirnya hambatan eksternal dibuat nol dengan *shorting-out sliprings*, dan setelah itu motor bekerja seperti motor sangkar resistansi rendah, dengan efisiensi berjalan tinggi.

Seperti disebutkan sebelumnya, energi total yang dikeluarkan dalam rangkaian rotor selama *run-up* sama dengan energi kinetik tersimpan terakhir dari motor dan beban. Dalam motor sangkar energi ini berakhir di rotor, dan dapat menyebabkan panas berlebih. Namun, pada motor *slipring*, sebagian

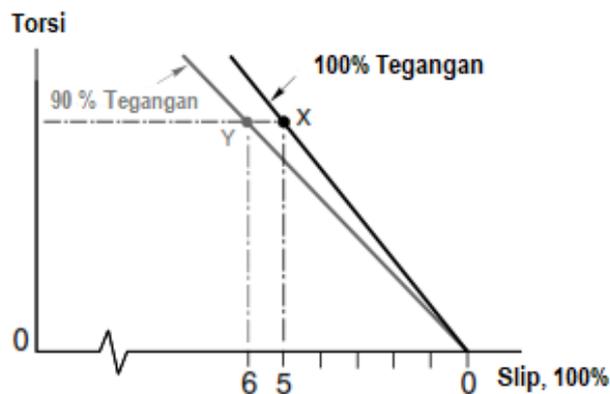
besar energi masuk ke hambatan eksternal. Ini merupakan hal yang baik dari sudut pandang motorik, tetapi berarti bahwa hambatan eksternal harus menyerap energi termal tanpa terlalu panas.

Resistor grid berpendingin kipas sering digunakan, dengan *tapping* pada berbagai nilai resistansi. Ini secara progresif *shorted-out* saat run-up, baik oleh pengendali tipe drum manual ataupun motor, atau dengan serangkaian kontaktor yang disesuaikan. Atau, di mana variasi resistansi *stepless* diperlukan, pengontrol resistansi cair sering digunakan. Ini terdiri dari tangki elektrolit (biasanya soda kaustik) di mana tiga elektroda dapat dinaikkan atau diturunkan. Hambatan antara elektroda tergantung pada seberapa jauh mereka masuk dalam cairan. Elektrolit bekerja sebagai reservoir jangka pendek yang sangat baik untuk panas yang dilepaskan, dan dengan mengatur agar konveksi terjadi melalui radiator pendingin, peralatan juga dapat digunakan secara terus menerus untuk kontrol kecepatan (lihat nanti).

Berbagai upaya telah dilakukan untuk memvariasikan resistansi rangkaian rotor yang efektif dengan menggunakan resistansi eksternal tetap dan serangkaian rangkaian thyristor yang terhubung, tetapi pendekatan ini belum mendapatkan penerimaan luas.

PENGARUH TEGANGAN SUPPLY TERHADAP KURVA KECEPATAN TORSI

Kita telah menetapkan sebelumnya bahwa pada setiap slip yang diberikan, kerapatan fluks celah udara sebanding dengan tegangan yang diberikan, dan arus induksi pada rotor sebanding dengan kerapatan fluks. Torsi, yang tergantung pada produk fluks dan arus rotor, karenanya tergantung pada kuadrat dari tegangan yang diberikan. Ini berarti penurunan tegangan yang relatif sederhana akan



Gambar 2.14 Pengaruh tegangan suplai stator pada kurva kecepatan torsi

menghasilkan pengurangan yang jauh lebih besar dalam kemampuan torsi, dengan efek buruk yang mungkin tidak tampak bagi yang tidak waspada sampai terlambat.

Untuk mengilustrasikan masalah, mempertimbangkan kurva kecepatan torsi untuk motor sangkar yang ditunjukkan pada Gambar 2.14. Kurva (yang telah diperluas untuk memusatkan perhatian pada daerah slip rendah) ditarik untuk tegangan penuh (100%), dan untuk tegangan 90% yang dikurangi secara sederhana. Dengan tegangan penuh dan torsi beban penuh, motor akan berjalan

pada titik X, dengan selip katakanlah 5%. Karena ini adalah kondisi beban penuh normal, arus rotor dan stator akan berada pada nilai pengenalnya.

Sekarang anggaplah bahwa tegangan turun menjadi 90%. Torsi beban diasumsikan konstan sehingga titik operasi baru akan berada di Y. Karena kerapatan fluks celah udara sekarang hanya 0,9 dari nilai pengenalnya, arus rotor harus sekitar 1,1 kali nilai pengenal untuk mengembangkan nilai yang sama. torsi, menjadi ggl rotor diperlukan untuk meningkat sebesar 10%. Tetapi kepadatan fluks telah turun 10%, sehingga peningkatan slip 20% diperlukan. Slip baru karena itu 6%.

Penurunan kecepatan dari 95% dari sinkron ke 94% mungkin tidak memperhatikan, dan motor tampaknya akan terus beroperasi dengan cukup baik. Tetapi arus rotor sekarang 10% di atas nilai pengenalnya, sehingga pemanasan rotor akan 21% lebih dari yang diijinkan untuk berjalan terus menerus.

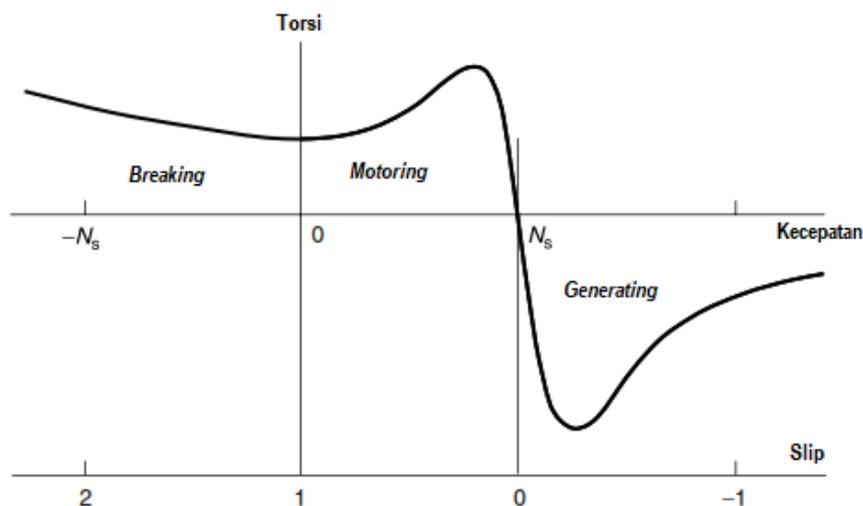
Arus stator juga akan berada di atas nilai nominal, jadi jika motor dibiarkan berjalan terus-menerus, itu akan menjadi terlalu panas. Ini merupakan salah satu alasan mengapa semua motor besar dilengkapi dengan perlindungan, yang dipicu oleh suhu berlebih. Banyak motor kecil dan menengah tidak memiliki perlindungan seperti itu, jadi penting untuk berjaga-jaga terhadap kemungkinan operasi dibawah tegangan.

GENERATING AND BRAKING

Setelah mempelajari kurva torsi-kecepatan untuk wilayah motor normal, di mana kecepatan berada di antara nol dan tepat di bawah sinkron, kita harus bertanya apa yang terjadi jika kecepatan di atas kecepatan sinkron, atau negatif.

Kurva tipikal kecepatan-torsi untuk motor sangkar yang mencakup rentang kecepatan penuh, yang kemungkinan akan ditemui dalam praktik, ditunjukkan pada Gambar 2.15.

Kita dapat melihat dari Gambar 2.15 bahwa faktor penentu sejauh arah torsi yang bersangkutan



Gambar 2.15 Kurva kecepatan torsi pada wilayah motor (selip antara 0 dan 1), daerah pengereman (selip lebih besar dari 1) dan daerah pembangkit (selip negatif)

adalah slip, bukan kecepatan. Ketika slip positif, torsi positif, dan sebaliknya. Torsi karena itu selalu bertindak untuk mendorong rotor berjalan pada nol slip, yaitu pada kecepatan sinkron. Jika rotor tergođa untuk berlari lebih cepat dari medan, ia akan diperlambat, sementara jika ia berjalan di bawah kecepatan sinkron, ia akan didorong untuk mempercepat ke depan. Secara khusus, kita mencatat bahwa untuk slip lebih besar dari 1, yaitu ketika rotor berjalan mundur (yaitu dalam arah yang berlawanan dengan medan), torsi akan tetap positif, sehingga jika rotor tidak terkendali maka pertama-tama akan memperlambat dan kemudian mengubah arah dan mempercepat arah medan.

Generating region – overhauling loads

Untuk slip negatif, misalkan Ketika rotor berputar ke arah yang sama, tetapi pada kecepatan yang lebih tinggi dari medan sedang berjalan, torsi 'motor' sebenarnya negatif. Dengan kata lain mesin mengembangkan torsi yang melawan rotasi, yang karenanya hanya dapat dipertahankan dengan menerapkan torsi penggerak ke poros. Di wilayah ini, mesin bekerja sebagai generator induksi, mengubah tenaga mekanik dari poros menjadi tenaga listrik menjadi sistem pasokan. Banyak mesin induksi keramba digunakan dengan cara ini dalam skema pembangkit tenaga angin karena konstruksinya yang kuat menyebabkan pemeliharaan yang rendah.

Perlu ditekankan bahwa, seperti halnya dengan mesin DC, kita tidak perlu membuat perubahan pada motor induksi untuk mengubahnya menjadi generator induksi. Yang dibutuhkan hanyalah sumber tenaga mekanik untuk memutar rotor lebih cepat dari kecepatan sinkron. Di sisi lain bahwa mesin hanya dapat menghasilkan ketika terhubung ke suplai. Jika kita memutuskan motor induksi dari listrik dan mencoba membuatnya menghasilkan hanya dengan memutar rotor kita tidak akan mendapatkan output karena tidak ada yang mengatur fluks kerja: fluks (eksitasi) tidak ada sampai motor disuplai dengan arus magnetisasi dari suplai.

Ada beberapa aplikasi yang relatif di mana *mains-fed* motor menghasilkan dari *themselves* di daerah penghasil, meskipun seperti yang akan kita lihat nanti, itu cukup umum dalam drive yang diberi *inverter-fed*. Akan tetapi, kita akan melihat satu contoh motor pengumpanan utama dalam apa yang disebut mode 'regeneratif' untuk menggarisbawahi nilai kemampuan bawaan motor untuk beralih dari motoring ke menghasilkan secara otomatis, tanpa perlu intervensi eksternal.

Memprtimbangkan motor sangkar yang menggerakkan *hoist* sederhana melalui *gearbox* reduksi, dan anggaplah pengait (diturunkan) harus diturunkan. Karena gesekan statis dalam sistem, pengait tidak akan turun dengan sendirinya, bahkan setelah rem diangkat, sehingga pada menekan tombol 'turun' rem diangkat dan daya diterapkan ke motor sehingga berputar di menurunkan arah. Motor dengan cepat mencapai kecepatan penuh dan pengait turun. Semakin banyak tali yang terlepas dari drum, suatu titik tercapai di mana torsi penurun yang diberikan oleh pengait dan tali lebih besar daripada gesekan yang sedang berjalan, dan torsi penahan diperlukan untuk mencegah pelarian. Torsi stabilisasi yang diperlukan secara otomatis disediakan oleh motor yang bekerja sebagai generator segera setelah kecepatan sinkron terlampaui, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.15. Oleh karena

itu, kecepatan akan ditahan tepat di atas kecepatan sinkron, asalkan torsi puncaknya (lihat Gambar 2.15) tidak terlampaui.

Plug reversal and plug braking

Karena rotor selalu berusaha mengejar ketinggalan dengan medan yang berputar, itu dapat dibalikkan dengan cepat hanya dengan menukar dua *leads* suplai. Pergantian biasanya diperoleh dengan memiliki dua kontaktor 3-kutub yang terpisah, satu untuk maju dan satu untuk mundur. Prosedur ini dikenal sebagai *plug reversal* atau *plugging*, dan diilustrasikan pada Gambar 2.16.

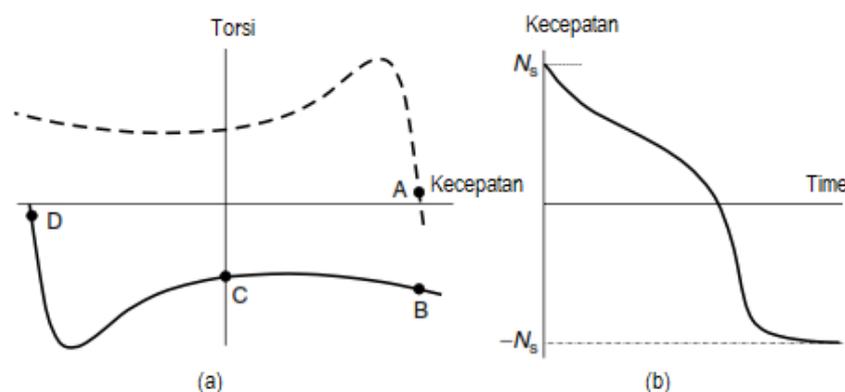
Motor pada awalnya dianggap *running light* (dan karena dengan slip positif yang sangat kecil) seperti yang ditunjukkan oleh titik A pada kurva torsi-kecepatan putus-putus pada Gambar 2.16 (a). Dua *lead* suplai kemudian dibalik, dengan demikian membalikkan arah medan, dan membawa kurva kecepatan torsi gambar-cermin yang diperlihatkan oleh garis solid. Slip motor segera setelah pembalikan sekitar 2, seperti yang ditunjukkan oleh titik B pada kurva padat. Torsi demikian negatif, dan motor melambat, kecepatan yang melewati nol pada titik C dan kemudian naik ke arah sebaliknya sebelum menetap di titik D, tepat di bawah kecepatan sinkron.

Kurva kecepatan-waktu ditunjukkan pada Gambar 2.16 (b). Kita dapat melihat bahwa deselerasi (yaitu gradien grafik kecepatan-waktu) mencapai maksimum ketika motor melewati titik torsi puncak (tarikan), tetapi setelah itu kecepatan akhir didekati secara bertahap, ketika torsi turun ke titik D.

Pembalikan sangat cepat dimungkinkan menggunakan *plugging*, misalnya 1 kW motor biasanya akan mundur dari kecepatan penuh di bawah 1 detik. Tetapi motor sangkar besar hanya dapat dipasang jika pasokan dapat menahan arus sangat tinggi yang terlibat, yang bahkan lebih besar daripada ketika mulai dari yang lain. Sering memasukkan juga akan menyebabkan *overheating* yang serius, karena setiap pembalikan melibatkan 'pembuangan' empat kali energi kinetik yang disimpan sebagai panas dalam belitan.

Penyumbatan juga dapat digunakan untuk menghentikan rotor dengan cepat, tetapi jelas perlu memutuskan suplai saat rotor berhenti, jika tidak maka kecepatannya akan meningkat secara terbalik. Oleh karena itu, detektor rotasi-balik yang dipasang pada poros digunakan untuk melepaskan kontaktor balik ketika kecepatan mencapai nol.

Kita harus mencatat bahwa, meskipun, dalam mode regeneratif (dibahas dalam bagian sebelumnya) slip adalah negatif, memungkinkan energi mekanik dari beban dikonversi menjadi energi



Gambar 2.16 Kurva torsi-kecepatan dan kecepatan-waktu untuk pembalikan steker motor sangkar

listrik dan diumpankan kembali ke sumber listrik, memasukkan adalah proses yang sepenuhnya disipatif di mana semua energi kinetik berakhir sebagai panas di motor.

Injection braking

Ini adalah metode pengereman listrik yang paling banyak digunakan. Ketika tombol 'stop' ditekan, pasokan 3-fasa terganggu, dan arus DC dimasukkan ke dalam stator melalui dua terminalnya. Pasokan DC biasanya diperoleh dari penyearah yang diumpankan melalui transformator arus tinggi tegangan rendah.

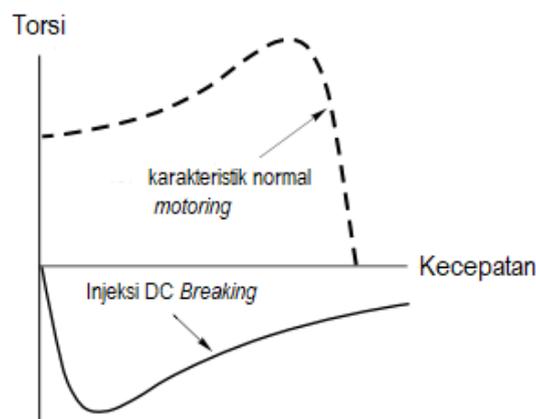
Kita telah melihat sebelumnya bahwa kecepatan rotasi celah udara medan berbanding lurus dengan frekuensi suplai, jadi harus jelas bahwa karena DC secara efektif frekuensi nol, celah udara medan akan stasioner. Kita juga melihat bahwa rotor selalu mencoba berputar pada kecepatan yang sama dengan medan. Jadi, jika medan diam, dan rotor tidak bergerak, torsi pengereman akan diberikan. Kurva kecepatan-torsi tipikal untuk pengereman motor sangkar ditunjukkan pada Gambar 2.17, dari mana kita melihat bahwa torsi pengereman (negatif) turun ke nol ketika rotor mulai berhenti.

Ini sesuai dengan apa yang kita harapkan karena akan ada arus induksi di rotor (dan karenanya torsi) hanya ketika rotor 'Memotong' fluks. Seperti pengereman *plugging*, injeksi (atau dinamis) adalah proses disipatif, semua energi kinetik diubah menjadi panas di dalam motor

SPEED CONTROL

Kita telah melihat bahwa untuk beroperasi secara efisien motor induksi harus dijalankan dengan slip kecil. Oleh karena itu, setiap metode kontrol kecepatan yang efisien harus didasarkan pada memvariasikan kecepatan sinkron dari medan, daripada slip. Dua faktor yang menentukan kecepatan medan, adalah frekuensi suplai dan jumlah kutub (lihat persamaan (1.1)).

Nomor kutub harus bilangan bulat genap, jadi di mana kontrol kecepatan yang dapat disesuaikan terus-menerus pada rentang yang luas diperlukan, pendekatan terbaik adalah menyediakan pasokan frekuensi-variabel. Dalam bab ini kita membahas operasi induk frekuensi konstan, sehingga kita memiliki pilihan antara penggantian kutub, yang dapat memberikan kecepatan diskrit saja, atau kontrol selip yang dapat memberikan kecepatan kontinu kontrol, tetapi secara inheren tidak efisien



Gambar 2.17 Kurva kecepatan torsi untuk pengereman injeksi DC motor sangkar

Pole-changing motors

Untuk beberapa aplikasi kontrol kecepatan kontinu mungkin tidak perlu mewah, dan mungkin cukup untuk dapat berjalan pada dua kecepatan diskrit. Di antara banyak contoh di mana ini dapat diterima dan ekonomis adalah pompa, lift dan kerekan, kipas dan beberapa drive alat mesin.

Kita menetapkan dalam Bab 1 bahwa jumlah kutub medan ditentukan oleh tata letak dan interkoneksi kumparan stator, dan bahwa setelah belitan telah dirancang, dan frekuensi yang ditentukan, kecepatan sinkron dari medan yang diperbaiki. Jika kita ingin membuat motor, yang dapat berputar pada salah satu dari dua kecepatan yang berbeda, kita dapat membangunkannya dengan dua belitan stator yang terpisah (katakanlah 4 kutub dan 6 kutub), dan berikan energi pada yang sesuai. Tidak perlu mengubah rotor sangkar karena pola arus induksi dapat dengan mudah beradaptasi agar sesuai dengan nomor kutub stator. Motor 2-kecepatan awal memang memiliki 2 gulungan stator yang berbeda tetapi besar dan tidak efisien.

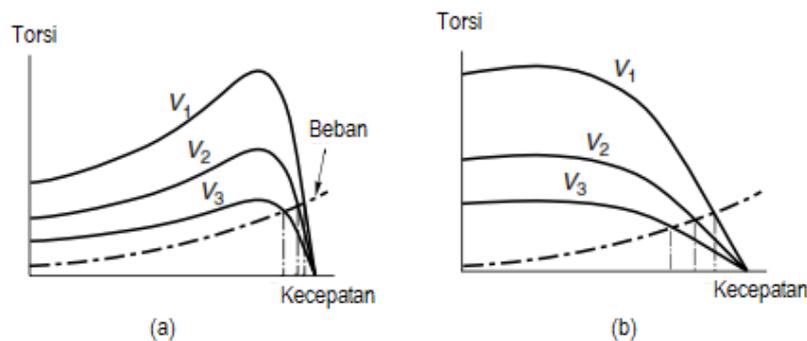
Cepat disadari bahwa jika setengah dari daerah fasa dalam setiap belitan fasa dapat dibalik dalam polaritas, jumlah kutub efektif dapat dikurangi setengahnya. Misalnya, pola MMF 4-kutub (N-S-N-S) akan menjadi (N-N-S-S), yaitu pola 2-kutub dengan satu kutub N besar dan satu kutub S besar. Dengan mengeluarkan enam *lead*, bukannya tiga *lead*, dan menyediakan *switching* kontaktor untuk menghasilkan pembalikan, dua kecepatan diskrit dalam perbandingan 2: 1 dimungkinkan dari satu belitan. Kinerja pada kecepatan tinggi (misalkan 2-kutub) relatif kurang baik, yang tidak mengejutkan mengingat fakta bahwa belitan pada awalnya dioptimalkan untuk operasi 4-kutub.

Tidak sampai munculnya lebih maju *pole amplitude modulation* (PAM) pada 1960-an bahwa motor performa tinggi 2-putaran tunggal berkecepatan dua dengan lebih banyak atau lebih sedikit rasio kecepatan tersedia dari pabrikan. Teknik halus ini memungkinkan rasio dekat seperti 4/6, 6/8, 8/10 atau rasio lebar seperti 2/24 tercapai. Rasio tertutup digunakan dalam pompa dan kipas, sementara rasio lebar digunakan misalnya dalam mesin cuci di mana putaran cepat diperlukan.

Kelebihan dari metode PAM adalah tidak mahal. Stator belitan memiliki lebih banyak *tapping* yang dibawa keluar, dan kumparan terhubung untuk membentuk daerah fasa yang tidak seragam, tetapi sebaliknya, konstruksinya sama dengan motor kecepatan tunggal. Biasanya diperlukan enam *lead*, tiga di antaranya disuplai untuk satu kecepatan, dan tiga untuk yang lain, *switching* dilakukan oleh kontaktor. Metode koneksi (bintang atau delta) dan jumlah jalur paralel dalam belitan diatur sedemikian rupa sehingga fluks celah udara pada setiap kecepatan sesuai dengan kebutuhan beban. Sebagai contoh, jika torsi konstan diperlukan pada kedua kecepatan, fluks harus dibuat sama, sedangkan jika torsi berkurang dapat diterima pada kecepatan yang lebih tinggi fluks jelas dapat lebih rendah.

Voltage control of high-resistance cage motors

Di mana efisiensi tidak terlalu penting, torsi (dan karenanya kecepatan lari) motor sangkar dapat dikontrol hanya dengan mengubah tegangan suplai. Torsi pada slip apa pun kira-kira sebanding dengan kuadrat tegangan, sehingga kita dapat mengurangi kecepatan beban dengan mengurangi tegangan. Metode ini tidak cocok untuk motor sangkar resistansi rendah standar, karena kisaran kecepatan operasi stabil sangat terbatas, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.18 (a). Tetapi jika motor resistansi rotor tinggi khusus digunakan, kemiringan kurva kecepatan torsi di daerah stabil jauh



Gambar 2.18 Kontrol kecepatan motor sangkar dengan variasi tegangan stator; (a) rotor resistansi rendah, (b) rotor resistansi tinggi

lebih sedikit, dan rentang kecepatan operasi kondisi tetap yang lebih luas tersedia, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.18 (b).

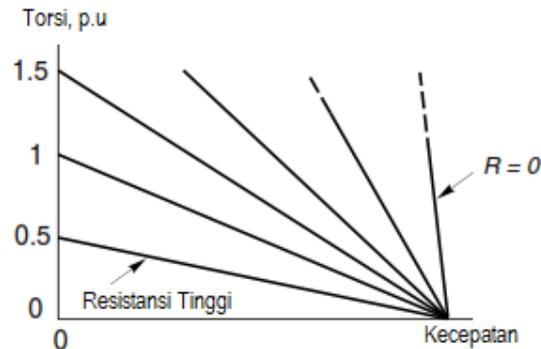
Fitur yang paling tidak menarik dari metode ini adalah efisiensi yang rendah, yang melekat dalam segala bentuk kontrol slip. Kita ingat bahwa efisiensi rotor pada slip s adalah $(1 - s)$, jadi jika kita berlari pada katakanlah 70% dari kecepatan sinkron (yaitu $s = 0.3$), 30% dari daya yang melintasi celah udara terbuang sebagai panas dalam konduktor rotor. Karenanya pendekatan ini hanya dapat dilakukan jika torsi beban rendah pada kecepatan rendah sehingga pada slip tinggi panas di rotor dapat ditoleransi. Karakteristik tipe kipas cocok, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.18 (b), dan banyak sistem ventilasi, oleh karena itu, digunakan kontrol tegangan.

Kontrol tegangan menjadi layak hanya jika thyristor AC yang relatif murah regulator tegangan sampai di tempat kejadian selama tahun 1970-an. Sebelumnya biaya autotransformers atau regulator induksi untuk mendapatkan suplai tegangan variabel terlalu tinggi. Perangkat keras thyristor yang diperlukan pada dasarnya sama dengan yang telah dibahas sebelumnya untuk *soft starting*, dan oleh karena itu, satu perangkat kit dapat berfungsi untuk *start* dan kontrol kecepatan. Di mana kontrol kecepatan yang akurat diperlukan, tachogenerator harus diarahkan ke motor untuk memberikan sinyal umpan balik kecepatan, dan ini tentu saja meningkatkan biaya secara signifikan.

Banyak aplikasi terutama dalam kisaran 0.5-10 kW, dengan sebagian besar pabrikan motor menawarkan motor resistansi tinggi khusus untuk digunakan dengan regulator *thyristor*.

Speed control of wound-rotor motors

Fakta bahwa resistansi rotor dapat bervariasi dengan mudah memungkinkan kita untuk mengontrol slip dari sisi rotor, dengan tegangan suplai stator dan frekuensi konstan. Meskipun metode ini secara *inherent* tidak efisien, metode ini masih digunakan di banyak drive sedang dan besar seperti *hoisets*,



Gambar 2.19 Pengaruh resistansi rotor eksternal (R) pada kurva torsi-kecepatan motor *wound-rotor*

konveyor dan crusher karena kesederhanaannya dan biaya yang relatif rendah.

Seperangkat karakteristik kecepatan torsi ditampilkan dalam Gambar 2.19, dan dari situ harus jelas bahwa dengan pemilihan resistansi rotor yang tepat, setiap torsi hingga 1,5 kali torsi penuh dapat dicapai pada kecepatan berapa pun.

POWER FACTOR CONTROL AND ENERGY OPTIMISATION

Kontrol tegangan

Selain penggunaannya untuk *soft-start* dan kontrol kecepatan, regulator tegangan *thyristor* terkadang dipasarkan sebagai pengontrol faktor daya atau pengoptimal energi untuk motor sangkar.

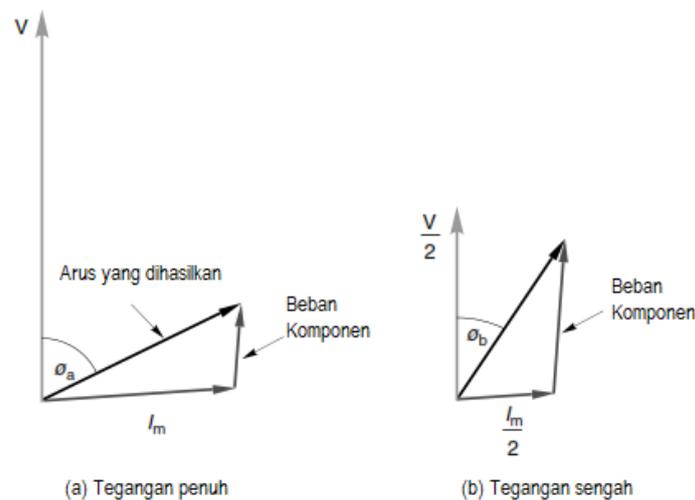
Faktanya adalah bahwa ada beberapa situasi yang relatif di mana pertimbangan faktor daya atau ekonomi energi saja cukup untuk membenarkan biaya pengontrol tegangan. Hanya ketika motor beroperasi untuk jangka waktu yang sangat lama, menjalankan dengan ringan atau pada beban rendah dapat dilakukan penghematan yang cukup untuk menutupi pengeluaran. Jelas tidak ada gunanya menyediakan penghematan energi ketika motor menghabiskan sebagian besar waktunya bekerja pada atau di dekat beban penuh.

Baik kontrol faktor daya dan optimisasi energi bergantung pada fakta bahwa fluks celah udara sebanding dengan tegangan suplai, sehingga dengan memvariasikan tegangan, fluks dapat diatur pada tingkat terbaik untuk mengatasi beban yang ada. Kita dapat melihat langsung bahwa tidak ada yang dapat dicapai pada beban penuh, karena motor membutuhkan fluks penuh (dan karena tegangan penuh) untuk beroperasi sebagaimana dimaksud. Beberapa penghematan sederhana dalam kerugian dapat dicapai pada beban yang dikurangi, seperti yang akan kita lihat.

Jika kita membayangkan motor akan berjalan dengan torsi beban rendah dan tegangan penuh, fluks akan berada pada nilai penuhnya, dan komponen magnetisasi dari arus stator akan lebih besar

dari komponen kerja, sehingga faktor daya input ($\cos \phi_a$) akan sangat rendah, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.20 (a).

Sekarang anggaplah bahwa tegangan dikurangi menjadi setengah (dengan mengembalikan *thyristor*), sehingga mengurangi separuh fluks celah udara dan mengurangi arus magnetisasi sedikitnya dengan faktor dua. Dengan hanya setengah fluks, arus rotor harus berlipat ganda untuk menghasilkan torsi yang sama, sehingga arus kerja yang tercermin dalam stator juga akan berlipat ganda. Oleh karena itu faktor daya input ($\cos \phi_b$) akan meningkat secara signifikan (lihat Gambar 2.20 (b)). Tentu saja, slip dengan operasi ‘setengah-fluks’ akan lebih tinggi (dengan faktor empat),



Gambar 2.20 Diagram fasor menunjukkan peningkatan faktor daya dengan pengurangan tegangan stator

tetapi dengan sangkar resistansi rendah akan tetap kecil, dan oleh karena itu penurunan kecepatan akan sedikit.

Keberhasilan (atau sebaliknya) dari ekonomi energi yang diperoleh tergantung pada keseimbangan antara kehilangan besi dan kehilangan tembaga di motor. Mengurangi tegangan mengurangi fluks, dan karenanya mengurangi *eddy current* dan kerugian histeresis pada inti besi. Tetapi seperti yang telah kita lihat di atas, arus rotor harus meningkat untuk menghasilkan torsi yang sama, sehingga kehilangan tembaga rotor meningkat. Kehilangan tembaga stator akan berkurang jika (seperti pada Gambar 2.20) besarnya arus stator turun. Dalam praktiknya, dengan motor tujuan umum rata-rata, penghematan kerugian hanya terjadi pada beban ringan, katakan pada atau di bawah 25% dari beban penuh, meskipun faktor daya akan selalu meningkat.

Slip energy recovery (wound rotor motors)

Alih-alih membuang-buang daya rangkaian rotor dalam resistansi eksternal, ia dapat dikonversi dan dikembalikan ke catu daya utama. Konversi frekuensi diperlukan karena sirkuit rotor beroperasi pada frekuensi slip, sehingga tidak dapat dihubungkan langsung ke listrik.

Dalam sistem recovery slip energi, frekuensi slip AC dari rotor pertama kali diperbaiki dalam dioda *bridge* 3-fasa dan difilter sebelum dikembalikan ke suplai utama melalui konverter *bridge* thyristor 3-fasa yang beroperasi dalam mode pembalik. Trafo biasanya diperlukan untuk mencocokkan keluaran dari *bridge* yang dikontrol dengan tegangan listrik.

Karena biaya kedua konverter tergantung pada daya selip yang harus mereka kontrol, sistem ini (yang dikenal sebagai *Kramer drive* statis) paling sering digunakan di mana hanya rentang kecepatan yang sederhana (misalnya dari 80% sinkron ke atas). diperlukan, seperti di pompa besar dan drive kompresor. Kontrol kecepatan diperoleh dengan memvariasikan sudut penyalan dari konverter yang dikontrol, kurva kecepatan torsi untuk setiap sudut penyalan menjadi (misalkan Mendekati kecepatan konstan), sehingga membuat kontrol kecepatan loop tertutup relatif sederhana.

SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS

Motor induksi satu fasa sederhana, kuat dan dapat diandal, dan digunakan dalam jumlah yang sangat besar terutama dalam aplikasi domestik dan komersial di mana pasokan 3 fasa tidak tersedia. Meskipun output hingga beberapa kW dimungkinkan, sebagian besar di bawah 0,5 kW, dan digunakan dalam aplikasi seperti kompresor pendingin, mesin cuci dan pengering, pompa dan kipas, peralatan mesin kecil, deck tape, mesin cetak, dll.

Prinsip operasi

Jika salah satu menyebabkan motor 3-fasa terputus saat sedang *running light*, itu akan terus berjalan dengan penurunan kecepatan yang nyaris tidak terlihat, dan dengung yang agak keras. Dengan hanya dua *lead* yang tersisa hanya ada satu arus, sehingga motor harus beroperasi sebagai mesin fasa tunggal. Jika beban diterapkan slip meningkat lebih cepat daripada di bawah operasi 3-fasa, dan torsi *stall* jauh lebih sedikit, mungkin sepertiga. Ketika motor berhenti dan berhenti, motor tidak akan hidup kembali jika beban dilepaskan, tetapi tetap menahan arus deras dan mengeluarkan dengungan yang marah. Ini akan terbakar jika tidak terputus dengan cepat



Gambar 2.1 Motor induksi kapasitor fasa tunggal. Rentang daya keluaran biasanya dari sekitar 70 W hingga 2,2 kW, dengan angka-angka dari 2 hingga 8. (Foto milik ABB)

Tidak mengherankan bahwa motor induksi sangkar fasa tunggal benar-benar tidak akan mulai dari posisi diam, pada pembahasan belitan tunggal, diberi daya dengan AC, hanya menghasilkan fluks bergetar di celah udara, tanpa ada input rotasi. Namun, mengejutkan untuk menemukan bahwa jika motor diberi dorongan di kedua arah itu akan menambah kecepatan, pada awalnya lambat tapi kemudian dengan lebih kuat, sampai mengendap dengan slip kecil, siap untuk mengambil beban. Setelah berputar, medan yang berputar jelas dibawa untuk terus mendorong rotor.

Kita dapat memahami bagaimana hal ini terjadi dengan terlebih dahulu membayangkan MMF bergetar yang diatur oleh arus dalam belitan stator sebagai hasil dari dua gelombang alir MMF yang identik, satu di arah maju dan satunya lagi di mundur. (Kesetaraan ini tidak jelas tetapi mudah dibuktikan, fenomena ini sering dibahas dalam buku teks fisika di bawah judul gelombang berdiri.) Ketika rotor stasioner, bereaksi sama terhadap kedua gelombang yang bergerak, dan tidak ada torsi yang dikembangkan. Ketika rotor berputar, bagaimanapun, arus rotor yang diinduksi sedemikian rupa sehingga MMF mereka menentang MMF stator terbalik ke tingkat yang lebih besar daripada mereka menentang MMF stator maju. Hasilnya bahwa gelombang fluks maju (yang mengembangkan torsi maju) lebih besar dari gelombang fluks balik (yang memberikan gaya hambat). Perbedaannya melebar ketika kecepatan meningkat, gelombang fluks maju menjadi semakin besar seiring kecepatan meningkat sementara gelombang fluks balik secara bersamaan berkurang. Efek 'umpan balik positif' ini menjelaskan mengapa kecepatan dibangun lambat pada awalnya tetapi kemudian memperbesar hingga tepat di bawah kecepatan sinkron. Pada kecepatan putar normal (misalkan Slip kecil), fluks maju beberapa kali lebih besar dari fluks mundur, dan torsi seret hanya sebagian kecil dari torsi depan.

Sejauh berjalan normal, satu belitan cukup. Tetapi semua motor harus dapat memulai sendiri, sehingga beberapa mekanisme harus disediakan untuk menghasilkan medan yang berputar bahkan

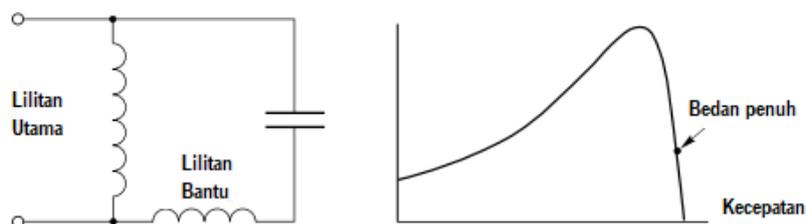
ketika rotor dalam keadaan diam. Beberapa metode digunakan, semuanya menggunakan belitan tambahan.

Belitan kedua biasanya memiliki lebih sedikit tembaga daripada belitan utama dan terletak di slot yang tidak ditempati oleh belitan utama, sehingga MMF-nya dipindahkan di ruang relatif dibandingkan dengan belitan utama. Arus dalam belitan kedua disuplai dari sumber fasa tunggal yang sama dengan arus belitan utama tetapi disebabkan memiliki fasa-lag, dengan berbagai cara yang akan dibahas kemudian. Kombinasi perpindahan ruang antara dua belitan bersama dengan perpindahan waktu antara arus menghasilkan mesin 2 fasa. Jika kedua belitan itu identik, digantikan oleh 90° , dan diumpankan dengan arus dengan pergeseran fasa 90° , medan yang ideal akan diproduksi. Dalam praktiknya, kita tidak pernah dapat mencapai 90° fasa-pergeseran antara arus, dan ternyata lebih ekonomis untuk tidak membuat belitan identik. Namun demikian, medan yang berputar dengan baik telah diatur, dan torsi awal yang sepenuhnya memuaskan dapat diperoleh. Pembalikan hanyalah masalah membalikkan polaritas salah satu belitan, dan kinerja identik di kedua arah.

Metode yang paling banyak digunakan dijelaskan di bawah ini. Pada suatu waktu itu adalah praktik umum untuk belitan kedua diberi energi hanya selama *start* dan *run-up*, dan untuk itu diputuskan melalui sakelar sentrifugal yang dipasang pada rotor, atau sering kali dengan *time switch*. Praktek ini memunculkan istilah 'starting winding'. Saat ini lebih umum digunakan dengan kedua belitan yang digunakan sepanjang waktu.

Capacitor-run motors

Kapasitor digunakan secara seri dengan belitan pembantu (lihat Gambar 2.21) untuk memberikan pergeseran fasa antara arus belitan utama dan belitan tambahan. Kapasitor (biasanya dari beberapa μF , dan dengan peringkatan tegangan yang mungkin lebih tinggi dari tegangan listrik) dapat dipasang mode dukung-dukkungan pada motor, atau terletak di tempat lain. Nilainya mewakili kompromi antara persyaratan yang bertolak belakang dari torsi awal yang tinggi dan kinerja berlari yang baik.



Gambar 2.21 Motor induksi kapasitor fasa tunggal

Tipikal kurva torsi-kecepatan juga ditunjukkan pada Gambar 2.21, torsi awal yang sederhana menunjukkan bahwa motor yang menjalankan kapasitor umumnya paling cocok untuk beban tipe kipas. Di mana torsi awal yang lebih tinggi diperlukan, dua kapasitor dapat digunakan, satu dimatikan ketika motor mencapai kecepatan. Seperti disebutkan di atas, praktik mematikan belitan awal sama

sekali tidak disukai untuk mesin-mesin baru, tetapi banyak yang lama tetap, dan di mana kapasitor digunakan mereka dikenal sebagai motor 'kapasitor start'.

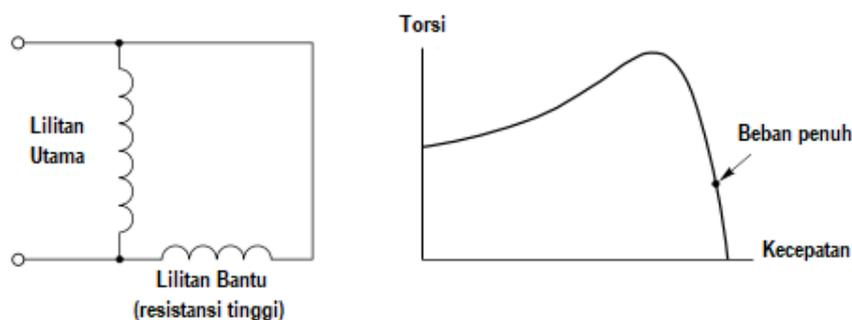
Split-phase motors

Belitan utama terbuat dari kawat tebal, dengan resistansi rendah dan reaktansi tinggi, sedangkan belitan bantu terbuat dari belokan yang lebih sedikit dari kawat yang lebih tipis dengan resistansi yang lebih tinggi dan reaktansi yang lebih rendah (lihat Gambar 2.22). Perbedaan yang mendasar dalam impedansi cukup untuk memberikan pergeseran fasa yang diperlukan antara kedua arus tanpa memerlukan elemen eksternal dalam seri. Torsi start baik pada torsi 1,5 kali beban penuh, seperti juga ditunjukkan pada Gambar 2.22. Seperti halnya jenis kapasitor, pembalikan dilakukan dengan mengubah koneksi ke salah satu belitan.

Motor Kutub Bayangan

Ada beberapa varian motor sangkar yang sangat sederhana, kuat, dan andal ini, yang mendominasi untuk aplikasi berdaya rendah seperti pengering rambut, kipas oven, tape deck, peralatan kantor, display drive, dll. Versi 2-kutub dari ujung pasar yang murah ditunjukkan pada Gambar 2.23. Rotor, biasanya berdiameter antara 1 dan 4 cm, memiliki sangkar aluminium *die-cast*, sedangkan belitan stator adalah lilitan sederhana yang terkonsentrasi di sekeliling inti yang dilaminasi. Kutub stator ditempatkan untuk menerima 'Cincin peneduh', yang merupakan pergantian pendek dari tembaga atau aluminium tebal.

Sebagian besar fluks bergetar yang dihasilkan oleh belitan stator melewati cincin peneduh dan melintasi celah udara ke rotor. Tetapi beberapa fluks melewati cincin peneduh, dan bergantian menginduksi GGL dan arus di atas ring. MMF yang berlawanan dari arus cincin berkurang dan memperlambat fasa fluks melalui cincin, sehingga fluks melalui cincin mencapai puncak setelah fluks utama, sehingga memberikan jumlah rotasi fluks yang melintasi permukaan kutub. Jauh dari gelombang fluks yang berjalan sempurna ini menghasilkan torsi motor melalui interaksi dengan



Gambar 2.22 Single-fasa motor split-fasa induksi

sangkar rotor. Efisiensi rendah karena sirkuit magnetik kurang baik dan kerugian yang disebabkan

oleh arus yang diinduksi dalam cincin peneduh, tetapi ini umumnya dapat diterima ketika tujuannya adalah untuk meminimalkan biaya awal. Resistansi seri dapat digunakan untuk mendapatkan *crude speed control*, tetapi ini hanya cocok untuk beban tipe kipas. Arah rotasi tergantung pada apakah cincin peneduh terletak di sisi kanan atau kiri kutub, sehingga motor kutub berarsir hanya cocok untuk beban searah.

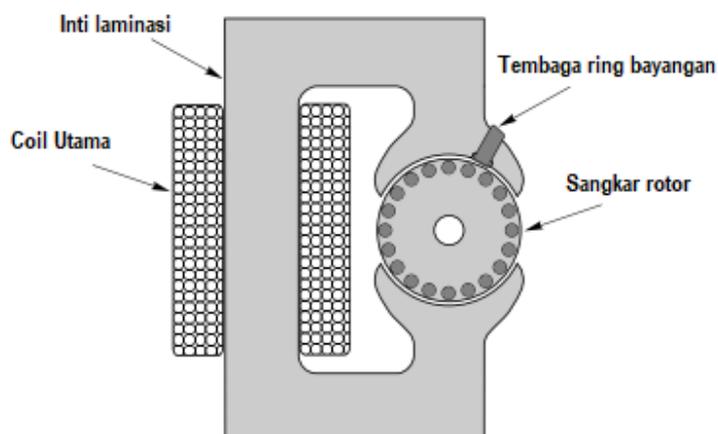
SIZE RANGE

Setelah mengetahui kesederhanaan dan besarnya motor induksi, dan mencatat bahwa mereka dapat diberikan hingga kekuatan multi-MW, kita mungkin bertanya-tanya mengapa tidak ada yang sangat kecil. Motor induksi industri (3-fasa) jarang ditemukan di bawah sekitar 200 W, dan bahkan versi satu-fasa, yang mungkin diharapkan untuk mendominasi kancah domestik, jarang melampaui di bawah sekitar 50 W.

Kita akan melihat bahwa ketika kita meletakkan desain yang baik, fungsi belitan atau eksitasi yang menghasilkan belitan menjadi semakin menuntut sampai akhirnya panas yang dihasilkan pada belitan oleh arus eksitasi menyebabkan suhu yang diizinkan tercapai. Maka tidak ada kapasitas cadangan untuk fungsi vital catu daya output mekanis, sehingga mesin tidak digunakan.

Scaling down – the excitation problem

Kita dapat sampai pada inti masalah dengan menganggag bahwa kita mengambil desain yang baik dan semua skala dimensi linier dari setengahnya. Kita tahu bahwa untuk sepenuhnya memanfaatkan besi dari sirkuit magnetik, kita ingin kerapatan fluks celah udara sama dengan desain aslinya, jadi karena panjang celah udara telah dibelah dua, MMF stator perlu setengah dari sebelumnya. Jumlah kumparan dan belokan di setiap kumparan tetap seperti sebelumnya, jadi jika arus magnetisasi asli adalah I_m , arus magnetisasi dari motor setengah skala adalah $I_m/2$.



Gambar 2.23 Motor induksi kutub bayangan

Sekarang kita beralih pada apa yang terjadi pada resistansi belitan, kita akan mengasumsikan bahwa resistansi dari belitan asli adalah R . Pada motor setengah skala, panjang total kawat adalah

setengah dari jumlah sebelumnya, tetapi luas penampang kawat hanya seperempat dari aslinya. Akibatnya, resistansi baru dua kali lebih besar, yaitu $2R$.

Daya yang dikeluarkan dalam menyediakan fluks celah udara pada motor asli diberikan oleh I_m^2 , sedangkan daya eksitasi yang sesuai dalam motor setengah skala diberikan oleh $I_m/2 \times 2R = 1/2 I_m^2 R$.

Ketika kita mempertimbangkan apa yang menentukan kenaikan suhu tubuh yang stabil di mana panas hilang, kita menemukan bahwa kondisi kesetimbangan tercapai ketika laju kehilangan panas ke lingkungan sama dengan laju produksi panas di dalam tubuh. Dan, tidak mengherankan, tingkat kehilangan panas kesli.

Kita telah mengetahui bahwa *dissipated* daya pada motor baru adalah setengah dari yang asli. Namun, luas permukaan belitan baru hanya seperempat, jadi jelas kenaikan suhu akan lebih tinggi, dan jika semua hal lain sama, itu akan berlipat ganda. Kita mungkin bertujuan untuk meringankan masalah dengan menyediakan slot yang lebih besar sehingga kerapatan arus dalam tembaga dapat dikurangi, tetapi seperti yang dijelaskan dalam Bab 1 ini berarti bahwa ada lebih sedikit zat besi di gigi untuk membawa fluks yang bekerja. Masalah selanjutnya muncul karena tidak praktis untuk terus membuat celah udara lebih kecil karena kebutuhan untuk menjaga jarak bebas di antara bagian yang bergerak akan membutuhkan toleransi manufaktur yang terlalu ketat.

Jelas, ada faktor-faktor lain yang perlu dipertimbangkan, paling tidak bahwa motor dirancang untuk mencapai suhu kerjanya ketika arus penuh (bukan hanya arus magnetisasi) mengalir. Tetapi kenyataannya adalah bahwa masalah magnetisasi yang telah kita soroti adalah hambatan utama dalam ukuran kecil, tidak hanya dari belitan stator. Oleh karena itu magnet permanen menjadi menarik untuk motor kecil, karena mereka memberikan fluks kerja tanpa menghasilkan panas yang tidak diinginkan. Beberapa contoh magnet permanen kecil d.c. motor dimasukkan dalam Bab 3, terutama motor mainan yang dibahas dalam Bagian 3.8 pada motor induksi tetapi juga pada motor apa pun yang memperoleh eksitasi

ULASAN PERTANYAAN

- 1) Mengapa motor induksi besar kadang-kadang menyebabkan penurunan tegangan sistem pasokan ketika mereka diaktifkan langsung-on-line?
- 2) Mengapa, untuk motor induksi tertentu, mungkinkah menggunakan direct-on-line yang dimulai dalam satu aplikasi, tetapi diperlukan untuk mempekerjakan starter dalam aplikasi lain?
- 3) Apa yang dimaksud dengan istilah 'kaku' sehubungan dengan pasokan listrik industri?
- 4) Mengapa motor tertentu perlu waktu lebih lama untuk mencapai kecepatan ketika dimulai dari suplai yang lemah, dibandingkan dengan waktu yang dibutuhkan untuk menjalankan untuk mempercepat pada suplai yang kaku?

- 5) Ketika motor induksi tertentu dimulai pada tegangan nilai penuhnya, torsi awalnya adalah 20% lebih besar dari torsi beban. Berapa tegangan suplai dapat dikurangi sebelum motor tidak mau hidup?
- 6) Tegangan yang diterapkan ke setiap fasa motor ketika terhubung dengan bintang adalah 1 = kali tegangan diterapkan ketika dalam koneksi delta tion. Dengan menggunakan informasi ini, jelaskan secara singkat mengapa arus garis dan torsi awal dalam bintang sama dengan 1/3 dari nilainya dalam delta.
- 7) Seorang starter lunak thyristor mengklaim mencapai torsi awal 50% dengan arus hanya 25% di jalur suplai. Jelaskan mengapa klaim ini tidak masuk akal.
- 8) Jelaskan secara singkat mengapa motor induksi sering digambarkan sebagai mesin 'kecepatan konstan'.
- 9) Jelaskan secara singkat mengapa, dalam banyak rotor sangkar, batang konduktor tidak terisolasi dari inti yang dilaminasi.
- 10) Bagaimana nomor kutub motor induksi dapat ditentukan dengan memeriksa belitan stator?
- 11) Apa yang menentukan arah rotasi motor induksi? Bagaimana arahnya terbalik?
- 12) Pilih nomor kutub yang sesuai dari motor induksi sangkar untuk aplikasi berikut: (a) batu gerinda untuk dijalankan pada sekitar 3500 putaran / menit ketika suplai 60 Hz; (B) drive pompa untuk berjalan di sekitar 700 putaran / menit dari pasokan 50 Hz; (c) turbocompressor beroperasi pada 8000 putaran / menit mulai 60 Hz; (D) turntable drive langsung untuk panggung teater diatur untuk memutar sekitar 20 putaran / menit.
- 13) Kecepatan beban penuh motor induksi 4-kutub, 60 Hz adalah 1700 putaran / menit. Mengapa efisiensi beban penuh tidak mungkin mencapai 94%?
- 14) Buat sketsa kurva torsi-kecepatan sangkar khas motor dan tunjukkan: (a) kecepatan sinkron; (B) torsi awal; (c) wilayah operasi yang stabil; (D) kecepatan kiosk.
- 15) Diskusikan pro dan kontra rotor resistansi rendah dan resistansi tinggi pada motor induksi.
- 16) Meningkatkan resistansi rotor eksternal pada motor slipring mengurangi arus rotor saat macet, tetapi dapat meningkatkan torsi. Bagaimana paradoks yang jelas ini dapat dijelaskan?
- 17) Kecepatan beban penuh motor induksi sangkar 2-tiang, 60 Hz, resistansi rendah adalah 1740 putaran / menit. Perkirakan kecepatan dalam kondisi berikut: (a) Torsi setengah-nilai, tegangan penuh dan (b) Torsi penuh, 85% tegangan. Mengapa operasi yang berkepanjangan dalam kondisi (b) tidak bijaksana?
- 18) Berapa tegangan yang Anda rekomendasikan untuk memungkinkan 25 kW, 550 V,
- 19) Motor induksi 60 Hz, 3-fase, 4-tiang, 1750 putaran / menit untuk digunakan tanpa modifikasi pada pasokan 50 Hz? Apa yang akan dinilai daya dan kecepatan baru? Mengapa rotor motor induksi menjadi sangat panas jika dinyalakan dan oV berulang kali, meskipun tidak terhubung ke beban mekanis?

- 20) Buat sketsa kurva kecepatan-torsi tipikal untuk mesin induksi, yang mencakup rentang slip dari 2 hingga 1. Identifikasi daerah motor, pembangkit, dan pengereman. Kuadran mana dari pesawat berkecepatan torsi yang dapat diakses ketika mesin induksi beroperasi dari tegangan konstan dan pasokan frekuensi konstan?
- 21) Kurva kecepatan-torsi dari motor induksi 10-kutub tertentu kira-kira linier untuk nilai-nilai rendah dari slip di kedua sisi kecepatan sinkronnya. Ketika digunakan sebagai motor pada pasokan 50 Hz, efisiensi-nya adalah 90% dan menghasilkan daya output mekanis sebesar 25 kW dengan kecepatan 550 putaran / menit. Perkirakan daya yang dihasilkan ketika mesin terhubung ke listrik 50 Hz yang sama dan digerakkan oleh turbin angin pada 650 putaran / menit.
- 22) Buku ini menjelaskan bahwa kecepatan rotasi harmonik ruang pada celah udara yang dilas dalam motor induksi berputar pada kecepatan yang berbanding terbalik dengan urutannya. Sebagai contoh, harmonik W_{fth} berputar ke depan pada satu W_{fth} dari kecepatan sinkron, sedangkan ketujuh berputar ke belakang pada satu ketujuh dari kecepatan sinkron. Hitung frekuensi GGL yang diinduksi oleh dua Welda harmonis ini di belitan stator.

3. RANGKAIAN EKIVALEN MOTOR INDUKSI

PENDAHULUAN

Penting untuk memulai dengan menekankan bahwa meskipun pembaca yang dapat menyerap materi dalam bab ini tidak diragukan lagi akan lebih mahir dalam hal motor induksi daripada mereka yang memutuskan untuk melewatkannya, itu harus dilihat sebagai bonus dalam hal pemahaman tambahan yang dapat dilakukan. Menyediakan, daripada yang penting.

Tidak ada pada rangkaian yang setara yang dimasukkan dalam dua edisi pertama buku itu, karena dikhawatirkan pembaca akan menganggapnya terlalu menakutkan. Tetapi pada refleksi ada tiga alasan mengapa masuk akal untuk memasukkan topik yang berpotensi menerangi seperti itu. Pertama, parameter yang muncul dalam rangkaian ekuivalen (mis. Reaktansi kebocoran, magnetisasi reaktansi) adalah mata uang umum dalam setiap diskusi serius tentang motor induksi, dan memahami apa artinya itu diperlukan jika kita ingin terlibat secara efektif dengan mereka yang menggunakan bahasa. Kedua, pengetahuan tentang struktur dan perilaku sirkuit membawa perspektif baru untuk mendukung dasar 'fisik' diikuti dalam sisa buku ini, dan dalam hal ini dapat menjadi ajudan-memo yang sangat baik ketika mencoba untuk mengingat aspek motor kinerja. Dan akhirnya, ini menyediakan satu-satunya metode sederhana untuk prediksi kinerja kuantitatif dan dengan demikian memungkinkan kita untuk membenarkan beberapa pernyataan kualitatif yang dibuat dalam Bab 1 dan 2.

Seperti di tempat lain dalam buku ini diperlukan pengetahuan tentang teori sirkuit elementer, bersama dengan pemahaman tentang materi tentang sirkuit magnetik yang diperkenalkan pada Bab 1. Selain itu, pembaca yang memiliki pengetahuan dasar tentang kondisi-mapan a.c. sirkuit (reaktansi, impedansi, faktor daya dan fasor) dan kalkulus tingkat pengantar telah menjadi berkarat akan bermanfaat untuk memoles topik-topik ini sebelum membaca.

Garis Besar Pendekatan

Sejauh ini dalam buku ini kita belum merujuk paralel antara motor induksi dan transformator, paling tidak karena yang pertama dirancang untuk mengubah energi dari bentuk listrik ke bentuk mekanis, sedangkan yang kedua mengubah daya listrik dari satu tegangan ke tegangan lainnya. Secara fisik, bagaimanapun, konstruksi motor induksi luka-rotor (*wound-rotor*) memiliki kesamaan yang mencolok dengan transformator 3-fasa, dengan belitan stator dan rotor sesuai dengan belitan primer dan sekunder dari transformator. Secara jelas dalam kesamaan ini, yang dibahas dalam Bagian 3.2, tidak mengherankan bahwa rangkaian ekuivalen motor induksi berasal dari sirkuit transformator.

Perilaku transformator tercakup dalam Bagian 3.3, dimulai dengan transformator 'ideal', yang persamaannya sederhana. Kita kemudian memperluas rangkaian ekuivalen sehingga mencakup ketidaksempurnaan sederhana dari transformator nyata. Dalam pembahasan ini kita akan menetapkan arti dari istilah *magnetising reactance* dan *leakance reactance*, yang juga terdapat pada rangkaian ekuivalen motor induksi. Dan mungkin bahkan yang lebih penting untuk apa yang terjadi kemudian, kita akan berada dalam posisi untuk menghargai manfaat dari dapat menilai apa pengaruh beban yang terhubung ke belitan sekunder terhadap belitan primer dengan memanfaatkan konsep 'yang dirujuk' impedansi beban sekunder. Konsep ini akan menjadi pusat ketika kita mencapai motor induksi.

Penekanan keseluruhan akan pada seberapa baik transformator, dan bagaimana untuk sebagian besar tujuan, rangkaian ekuivalen yang sangat sederhana lebih dari cukup. Pendekatan yang diambil yang didapat dari banyak buku pelajaran, yang dimulai dengan semua-bernyanyi, semua-menari rangkaian yang tidak hanya dapat terlihat rumit untuk pendatang baru, tetapi juga cenderung memberikan kesan keliru bahwa transformator penuh dengan ketidaksempurnaan serius.

Kita akan mencapai motor induksi rangkaian ekuivalen di Bagian 3.4. Di sinilah lompatan imajinasi yang sangat cerdas terungkap. Kita telah melihat bahwa besarnya frekuensi arus dan rotor bergantung pada slip, dan bahwa mereka berinteraksi dengan fluks celah udara (*air-gap*) untuk menghasilkan torsi. Jadi bagaimana kita menggambarkan apa yang terjadi pada rotor dalam rangkaian ekuivalen tunggal yang juga harus mencakup variabel stator, dan di mana semua tegangan dan arus berada pada frekuensi listrik? Kita akan menemukan bahwa, terlepas dari kerumitan yang tampak, semua interaksi elektromekanis dapat direpresentasikan dengan menggunakan rangkaian ekuivalen transformator, dengan slip hipotesis 'hambatan elektromekanis' yang terhubung di mana 'beban' sekunder biasanya berada. Rangkaian ekuivalen pasti telah menciptakan kegemparan saat pertama kali dikembangkan, tetapi sekarang diterima begitu saja. Ini sangat disayangkan, karena itu merupakan pencapaian intelektual yang utama.

KESAMAAN ANTARA MOTOR INDUKSI DAN TRANSFORMATOR

Perkembangan motor induksi luka-rotor (*wound-rotor*) dari transformator fasa tunggal digambarkan pada Gambar 3.1.

Pada Gambar 3.1 (a), kita melihat bagian melalui salah satu dari beberapa pengaturan yang mungkin dari transformator single-phase besi tunggal, dengan gulungan primer dan sekunder luka (*wound*) secara konsentris pada bagian pusat. Pada kebanyakan transformator akan ada banyak belilitan pada kedua belitan, tetapi demi kesederhanaan hanya empat kumparan yang akan ditunjuk untuk setiap belitan.

Pengoperasian transformator dieksplorasi dalam Bagian 3.3, tetapi di sini kita harus ingat bahwa tujuan transformator adalah untuk mengambil daya listrik pada satu tegangan dan memasoknya pada tegangan yang berbeda. Saat a.c. suplai terhubung ke belitan primer, fluks magnet bergetar (ditunjukkan oleh garis putus-putus pada Gambar 3.1) diatur. Fluks bergetar menghubungkan belitan

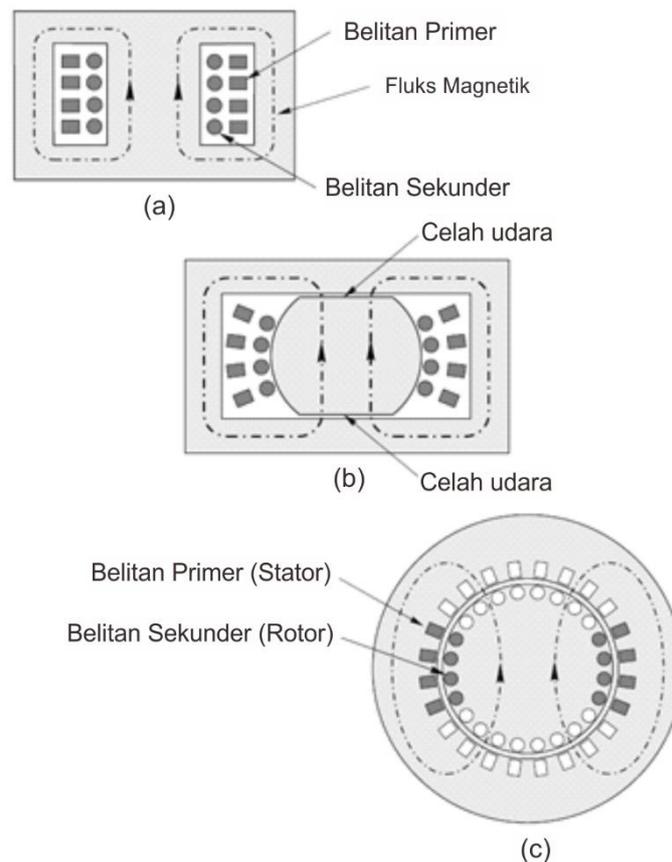
sekunder, menginduksi tegangan pada setiap belilitan, sehingga dengan memilih jumlah belitan secara berurutan diperoleh tegangan keluaran yang diinginkan. Karena tidak ada konversi energi mekanik yang terlibat maka tidak perlu adanya celah udara di rangkaian magnetik, karenanya memiliki keenggangan yang sangat rendah.

Pada Gambar 3.1 (b), kita melihat pengaturan hipotetis di mana dua celah udara kecil telah dimasukkan ke dalam rangkaian magnetik untuk memungkinkan gerakan penting dalam motor induksi. Tidak perlu dikatakan kita tidak akan melakukan ini dengan sengaja di transformator karena akan menyebabkan peningkatan keenggangan garis fluks yang tidak perlu (walaupun efeknya pada kinerja akan jauh lebih sedikit daripada yang mungkin kita takutkan, seperti dibahas dalam Bagian 3.3). Inti pusat dan ruang belitan juga sedikit diperbesar (mengantisipasi kebutuhan untuk dua fasa lagi), tanpa mengubah fungsi transformator secara material.

Akhirnya, pada Gambar 3.1 (c) kita melihat dua set kumparan diatur seperti mereka akan berada di motor induksi luka-rotor (*wound-rotor*) 2-pole dengan kumparan bernada penuh.celah

Poin paling penting yang perlu diperhatikan adalah:

- Fluks yang dihasilkan oleh belitan stator (primer) menghubungkan belitan rotor (sekunder) dengan cara yang sama seperti pada Gambar 3.1 (a), yaitu kedua belitan tersebut tetap digabungkan dengan rapat oleh medan magnetik.



Gambar 3.1 Sketsa yang menunjukkan kesamaan antara transformator dan motor induksi

- Hanya sepertiga dari slot yang diambil karena dua pertiga sisanya akan ditempati oleh belitan dari dua fasa lainnya: ini telah dihilangkan demi kejelasan.
- Rangkaian magnetik memiliki dua celah udara, dan karena slot yang mengakomodasi kumparan, benang fluks masuk ke gigi, sehingga tidak hanya sepenuhnya menghubungkan belitan yang selaras, tetapi juga menghubungkan sebagian belitan dua fasa lainnya.
- Ketika rotor berputar, belitan rotor juga berputar dan karenanya menghubungkan lebih sedikit dari fluks yang dihasilkan oleh stator. Jika rotor pada Gambar 3.1 (c) berputar hingga 90° , tidak akan ada hubungan fluks bersama, yaitu sejauh mana kedua belitan yang secara magnetis dipasangkan tergantung pada posisi rotor.

Jika dua belitan yang disorot pada Gambar 3.1 (c) digunakan sebagai primer dan sekunder, pengaturan ini akan bekerja dengan baik sebagai transformator fasa tunggal.

Kita sekarang beralih ke teori transformator, untuk mengembangkan rangkaian ekivalennya dan dengan demikian meletakkan dasar untuk rangkaian ekivalen motor induksi yang merupakan tujuan utama kita.

TRANSFORMATOR IDEAL

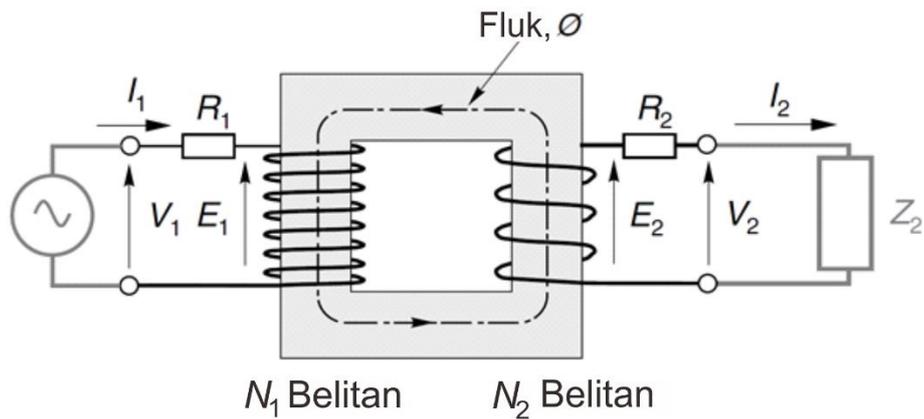
Karena kita berurusan dengan motor seimbang 3-fasa kita dapat mencapai penyederhanaan dengan mengembangkan model fasa-tunggal, dengan pengertian bahwa setiap perhitungan menggunakan rangkaian ekivalen (misalnya torsi atau daya) akan menghasilkan nilai 'per fasa' yang akan dikalikan dengan tiga untuk memberikan total torsi atau tenaga.

Model quasi-rangkaian transformator inti-besi (*iron-cored*) seperti ditunjukkan *diagram-matically* pada Gambar 3.2. Ini merupakan aplikasi transformator yang paling umum, dengan daya gambar utama dari a.c. sumber tegangan konstan (V_1) dan memasok ke impedansi beban (Z_2) pada tegangan yang berbeda (V_2). (Pada trafo nyata tidak akan ada lubang besar di tengah (seperti pada Gambar 3.2) karena gulungan primer dan sekunder akan mengisi ruang, masing-masing belitan memiliki volume total tembaga yang sama.)

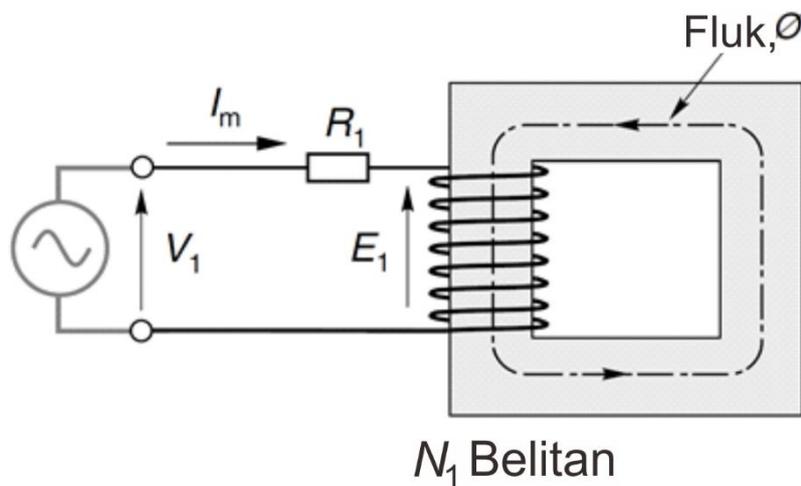
Gulungan primer memiliki lilitan N_1 dengan resistansi total R_1 , dan belitan sekunder memiliki lilitan N_2 dengan resistansi total R_2 , dan mereka berbagi rangkaian magnetik 'besi' umum tanpa celah udara dan karenanya sangat enggan.

Trafo ideal - kondisi tanpa beban, fluks, dan arus magnetisasi

Kita akan mulai dengan menanyakan bagaimana trafo ideal berperilaku ketika belitan utamanya terhubung ke sumber tegangan seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2, tetapi sekundernya adalah rangkaian terbuka. Ini dikenal sebagai kondisi tanpa beban.



Gambar 3.2 Transformator *single-phase* menyuplai beban sekunder Z



Gambar 3.3 Kondisi tanpa beban (mis. Rangkaian sekunder terbuka), dengan belitan sekunder dihilangkan demi kejelasan

Karena sekunder tidak memiliki arus, tidak berpengaruh sehingga tidak masalah, jadi kita dapat sementara menghapusnya untuk menghasilkan model yang lebih sederhana seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.3. Apa yang ingin kita ketahui adalah apa yang menentukan besarnya fluks dalam inti, dan berapa banyak arus (dikenal karena alasan yang jelas sebagai arus magnetisasi, I_m) akan diambil dari sumber tegangan untuk mengatur fluks.

Kita menerapkan hukum tegangan Kirchoff's untuk menghubungkan tegangan yang diterapkan (V_1) dengan tegangan yang diinduksi dalam belitan primer oleh fluks berdenyut (E_1) dan dengan penurunan-tegangan (*volt-drop*) melintasi resistansi primer, menghasilkan

$$V_1 = E_1 + I_m R_1 \quad (3.1)$$

Kita juga menerapkan hukum Faraday's untuk mendapatkan GGL yang diinduksi. dalam hal fluks, misalkan

$$E_1 = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.2)$$

Kita tentu saja telah melihat persamaan yang sama beberapa kali sebelumnya.

Kita dapat menyederhanakan persamaan (3.1) lebih lanjut dalam kasus transformator 'ideal', yang tidak terduga diasumsikan memiliki belitan yang terbuat dari kawat dengan hambatan nol, yaitu $R_1 =$

0 Jadi kita menyimpulkan bahwa untuk transformator ideal, GGL. diinduksi sama dengan tegangan yang diberikan, mis. $E_1 = V_1$. Ini sangat penting dan dalam diskusi dalam Bab 1: tetapi yang kita inginkan adalah mencari tahu apa yang dilakukan fluks, jadi kita sekarang harus menggunakan hasil bahwa $E_1 = V_1$ untuk menyusun kembali persamaan (3.2) dalam bentuk

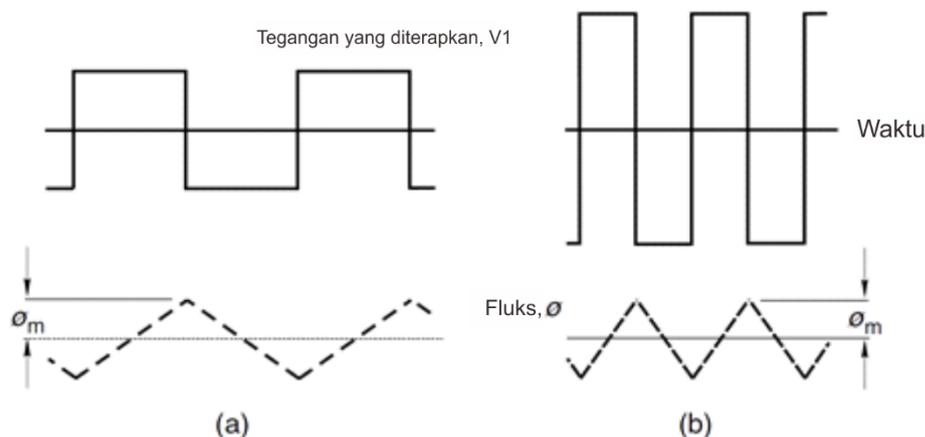
$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{E_1}{N_1} = \frac{V_1}{N_1} \quad (3.3)$$

Persamaan (3.3) menunjukkan bahwa laju perubahan fluks setiap saat ditentukan oleh tegangan yang diberikan, jadi jika kita ingin tahu bagaimana perilaku fluks dalam waktu kita harus menentukan sifat dari tegangan yang diberikan. Kita akan melihat dua kasus: bentuk gelombang tegangan pertama baik untuk tujuan ilustrasi karena mudah untuk mendapatkan bentuk gelombang fluks, sedangkan yang kedua mewakili situasi biasa, yaitu digunakan pada suplai a.c.

Pertama, kita menganggap bahwa tegangan yang diberikan adalah gelombang persegi. Tingkat perubahan fluks positif dan konstan sedangkan V_1 positif, sehingga fluks meningkat secara linear seiringnya waktu. Sebaliknya, ketika tegangan yang diberikan negatif, fluks akan menurun, sehingga tegangan dan gelombang fluks keseluruhan seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.4 (a).

Harus jelas dari Gambar 3.4 bahwa fluks maksimum dalam inti (ϕ_m) ditentukan tidak hanya oleh besarnya tegangan yang diberikan (yang menentukan kemiringan plot fluks/waktu), tetapi juga oleh frekuensi (yang menentukan untuk berapa lama kemiringan positif berlanjut). Biasanya kita ingin memanfaatkan kapasitas penuh dari rangkaian magnetik, jadi kita harus menyesuaikan tegangan dan frekuensi bersama untuk menjaga ϕ_m pada nilai yang ditentukan. Sebagai contoh, pada Gambar 3.4 (b) tegangan telah digandakan, tetapi demikian pula frekuensinya, untuk menjaga ϕ_m sama seperti pada Gambar 3.4 (a): jika kita membiarkan frekuensinya sama, fluks akan berusaha mencapai dua kali nilai yang ditentukan, dan dalam prosesnya inti akan menjadi jenuh, seperti yang dijelaskan dalam Bab 1.

Beralih sekarang ke situasi sehari-hari di mana transformator terhubung ke tegangan sinusoidal yang diberikan oleh $V_1 = \hat{V} \sin \omega t$, kita dapat



Gambar 3.4 Fluks dan bentuk gelombang tegangan untuk operasi transformator ideal dengan tegangan primer gelombang persegi. (Tegangan dan frekuensi di (b) dua kali lipat dibandingkan dengan (a), tetapi fluks puncak tetap sama.)

Mengintegrasikan persamaan (3.3) untuk mendapatkan persamaan fluks. Fluks kemudian diberikan oleh

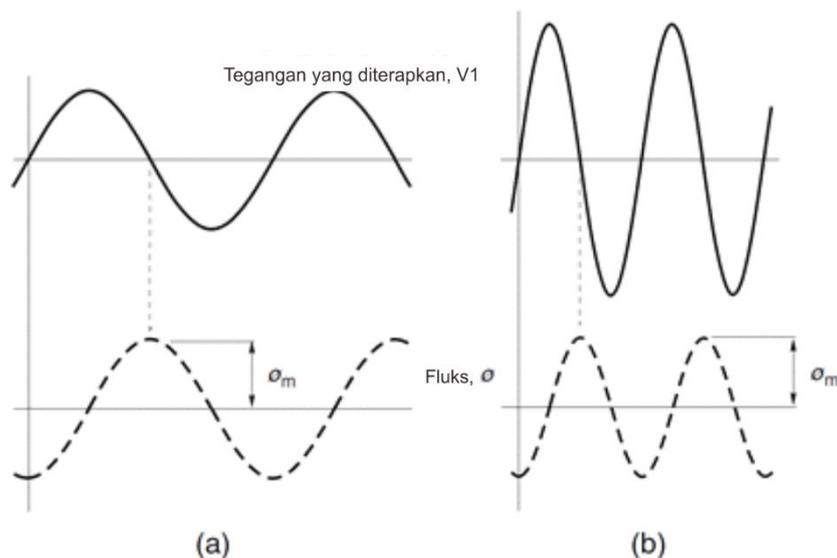
$$\phi = \frac{\hat{v}}{\omega N_1} \cos \omega t = \phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.4)$$

Dimana

$$\phi_m = \frac{\hat{v}}{\omega N_1} = \frac{\hat{v}}{2\pi f N_1} \quad (3.5)$$

Tegangan primer dan gelombang fluks yang khas ditunjukkan pada Gambar 3.5. Fitur khusus dari fungsi sinus bahwa diferensial (gradien) pada dasarnya adalah bentuk yang sama dengan fungsi itu sendiri, yaitu membedakan sinus yang menghasilkan cosinus, yang hanya merupakan sinus yang bergeser 90°; dan sama, seperti di sini, membedakan sebuah (-) gelombang cosinus dari fluks menghasilkan gelombang sinus dari tegangan.

Persamaan (3.5) menunjukkan bahwa amplitudo dari gelombang fluks sebanding dengan tegangan yang diberikan, dan berbanding terbalik dengan frekuensi. Seperti disebutkan di atas, kita biasanya bertujuan untuk menjaga puncak fluks konstan untuk sepenuhnya memanfaatkan rangkaian magnetik, dan ini berarti bahwa perubahan tegangan atau frekuensi harus dilakukan sehingga rasio tegangan terhadap frekuensi dipertahankan. Ini ditunjukkan pada Gambar 3.5 di mana, untuk menjaga puncak fluks (ϕ_m) pada Gambar 3.5 (a) sama ketika frekuensinya dua kali lipat seperti pada Gambar 3.5 (b), tegangan juga harus digandakan.



Gambar 3.5 Fluks dan bentuk gelombang tegangan untuk operasi transformator ideal dengan tegangan primer sinusoidal. (Tegangan dan frekuensi di (b) dua kali lipat dibandingkan dengan (a), tetapi fluks puncak tetap sama.)

Kita dapat menarik kesimpulan bahwa yang sama kaitannya dengan motor induksi ada pada Bab 1 dan 2.

Meskipun persamaan (3.5) dikembangkan untuk transformator ideal, persamaan ini juga dapat diterapkan dengan kesalahan yang sangat kecil pada transformator nyata, dan pada kenyataannya merupakan persamaan desain dasar. Sebagai contoh, misalkan kita memiliki inti transformator dengan luas penampang $5 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$, dan kita memutuskan untuk menggunakannya sebagai transformator listrik 240 V, 50 Hz. Berapa belitan yang diperlukan pada belitan primer?

Kita dapat mengasumsikan bahwa, sebagaimana dibahas pada Bab 1, kerapatan fluks dalam inti harus dibatasi untuk mengatakan 1,4 T untuk menghindari kejenuhan. Karenanya puncak fluks pada inti diberikan oleh

$$\phi_m = B_m \times A = 1.4 \times 0.05 \times 0.05 = 3.5 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$

Tegangan puncak (\hat{V}) adalah r.m.s (240) dikalikan $\sqrt{2}$; frekuensi (f) adalah 50, jadi kita dapat mensubstitusikannya dengan persamaan ϕ_m (3.5) untuk mendapatkan jumlah belitan dari belitan primer sebagai

$$N_1 = \frac{240\sqrt{2}}{2\pi \times 50 \times 3.5 \times 10^{-3}} = 308.7 \text{ belitan}$$

Kita tidak dapat memiliki sebagian kecil dari belitan, jadi kita memilih 309 putaran untuk belitan utama. Jika kita menggunakan lebih sedikit putaran fluks akan terlalu tinggi, dan jika kita menggunakan lebih banyak, inti akan kurang dimanfaatkan.

Pesan penting yang harus diambil dari analisis ini adalah bahwa dalam kondisi sinusoidal pada frekuensi tetap, fluks pada transformator tertentu ditentukan oleh tegangan yang diberikan. Menariknya, bagaimanapun, satu-satunya asumsi yang harus kita buat untuk sampai pada hasil ini adalah bahwa hambatan belitan adalah nol: argumen sejauh ini tidak tergantung pada rangkaian magnetik, jadi kita sekarang harus melihat bagaimana keengganan inti transformator membuat kehadirannya terasa.

Kita tahu bahwa walaupun amplitudo gelombang fluks ditentukan oleh tegangan, frekuensi, dan belitan yang diberikan, perlu ada MMF (yaitu arus dalam belitan primer) untuk menggerakkan fluks di sekitar rangkaian magnetik: hukum magnetik Ohm memberi tahu kita bahwa MMF yang diperlukan untuk menggerakkan fluks ϕ di sekitar rangkaian magnetik yang memiliki keengganan R diberikan oleh $\text{MMF} = R\phi$.

Tetapi pada bagian ini kita sedang mempelajari transformator yang ideal, sehingga kita dapat mengasumsikan bahwa rangkaian magnetik terbuat dari bahan yang secara permanen dapat ditembus, dan karenanya tidak memiliki keengganan. Ini berarti bahwa tidak diperlukan MMF, sehingga arus yang diambil dari suplai ('arus magnetisasi', I_m) dalam transformator ideal adalah nol.

Singkatnya, fluks pada transformator ideal ditentukan oleh tegangan yang diberikan, dan arus tanpa-beban adalah nol. Situasi hipotetis ini tidak pernah dicapai dalam praktek, tetapi transformator nyata (terutama yang besar) mendekati itu.

Dilihat dari suplai, transformator ideal tanpa beban terlihat seperti rangkaian terbuka, karena tidak menarik arus. Kita akan melihat nanti bahwa transformator nyata tanpa beban menarik arus kecil, ketinggalan tegangan yang diterapkan hampir 90° , dan karena itu dari sudut pandang suplai, karenanya memiliki reaktansi induktif yang tinggi, yang dikenal untuk alasan yang jelas sebagai ‘magnetisasi reaktansi’. Transformator ideal dengan demikian terlihat memiliki reaktansi magnetisasi yang tak terbatas.

Trafo ideal - kondisi tanpa beban, rasio tegangan

Kita sekarang mempertimbangkan belitan sekunder untuk dipulihkan, tetapi dibiarkan tetap terputus dari beban sehingga arusnya nol, dalam hal ini jelas tidak memiliki pengaruh pada fluks. Karena rangkian magnetik sempurna, tidak ada fluks yang diatur oleh belitan primer bocor, dan karena semuanya menghubungkan belitan sekunder. Oleh karena itu kita dapat menerapkan hukum Faraday’s dan menggunakan persamaan (3.3) untuk mendapatkan GGL. sebagai

$$E_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} = N_2 \frac{V_1}{N_1} = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (3.6)$$

Tidak ada arus sekunder, sehingga tidak ada penurunan tegangan (*volt-drop*) melintasi R_2 dan oleh karena itu tegangan terminal sekunder V_2 sama dengan yang diinduksi GGL E_2 . Oleh karena itu rasio tegangan diberikan oleh

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.7)$$

Persamaan ini menunjukkan bahwa setiap tegangan sekunder yang diinginkan dapat diperoleh hanya dengan memilih jumlah belitan pada belitan sekunder. Sebagai contoh, jika kita ingin memperoleh tegangan sekunder 28 V pada transformator induk yang dibahas pada bagian sebelumnya, jumlah belitan lilitan sekunder diberikan oleh

$$N_2 = \frac{V_2}{V_1} N_1 = \frac{28}{240} \times 309 = 36 \text{ belitan}$$

Perlu disebutkan bahwa berlaku persamaan (3.7) terlepas dari sifat gelombang, jadi jika kita menerapkan tegangan gelombang persegi ke primer, tegangan sekunder juga akan menjadi gelombang persegi dengan amplitudo diskalakan sesuai dengan persamaan (3.7).

Kita akan lihat nanti bahwa ketika transformator menyuplai beban, arus primer dan sekunder berbanding terbalik dengan tegangan masing-masing: jadi jika tegangan sekunder lebih rendah dari tegangan primer maka akan ada lebih sedikit lilitan sekunder tetapi arus akan lebih tinggi dan oleh karena itu daerah *cross-sectional* dari kawat yang digunakan akan lebih besar. Hasil akhirnya adalah bahwa volume total tembaga di primer dan sekunder hampir sama, seperti yang diharapkan karena keduanya menangani kekuatan yang sama.

Tranformator ideal pada beban

Kita sekarang mempertimbangkan apa yang terjadi ketika kita menghubungkan belitan sekunder ke impedansi beban Z_2 . Kita telah melihat bahwa fluks ditentukan semata-mata oleh tegangan primer yang diterapkan, jadi ketika arus mengalir ke beban, ia tidak dapat memiliki efek pada fluks, dan karenanya hambatan belitan sekunder adalah nol, tegangan sekunder tetap seperti tanpa beban, diberikan oleh persamaan (3.7). (Jika tegangan berubah ketika kita menghubungkan beban, kita dapat dimaafkan karena mulai meragukan validitas deskripsi 'ideal' untuk perangkat semacam tersebut!)

Arus yang ditarik oleh beban akan diberikan oleh $I_2 = V_2 / Z_2$, dan oleh karena itu belitan sekunder akan menghasilkan MMF dari $N_2 I_2$ yang bekerja di sekitar rangkaian magnetik. Jika MMF ini tidak dicentang, ia akan cenderung mengurangi fluks dalam inti, tetapi, seperti yang telah kita lihat, fluks ditentukan oleh tegangan yang diberikan, dan tidak dapat berubah. Kita juga telah melihat bahwa karena inti terbuat dari bahan magnetik ideal, ia tidak memiliki keengganan, dan karenanya MMF yang dihasilkan (karena belitan primer dan belitan sekunder) adalah nol. Dua kondisi ini dipenuhi oleh belitan primer yang menggambar arus sehingga jumlah MMF primer dan MMF sekunder adalah nol, yaitu

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0, \text{ atau } \frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1} \quad (3.8)$$

Dengan kata lain, segera setelah arus sekunder mulai mengalir, arus primer secara otomatis muncul untuk menetralkan efek demagnetisasi MMF sekunder.

Tanda minus pada persamaan (7,8) berfungsi untuk mengingatkan kita bahwa MMF primer dan sekunder bertindak berlawanan. Ini tidak memiliki makna yang nyata sampai kita mendefinisikan apa yang kita maksud dengan arah positif dari belitan putaran di sekitar inti, jadi karena kita tidak peduli dengan pembuatan transformator, kita bisa mengabaikannya mulai sekarang.

Rasio arus dalam persamaan (3.8) terlihat sebagai kebalikan dari rasio tegangan dalam persamaan (3.7). Kita dapat memperoleh rasio saat ini dengan pendekatan yang berbeda jika kita berdebat dari basis daya, dengan mengatakan bahwa dalam transformator ideal, daya input sesaat dan daya output seketika harus sama. Ini akan mengarahkan kita untuk menyimpulkan bahwa $V_1 I_1 = V_2 I_2$, dan karenanya dari persamaan (3.7) itu

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (3.9)$$

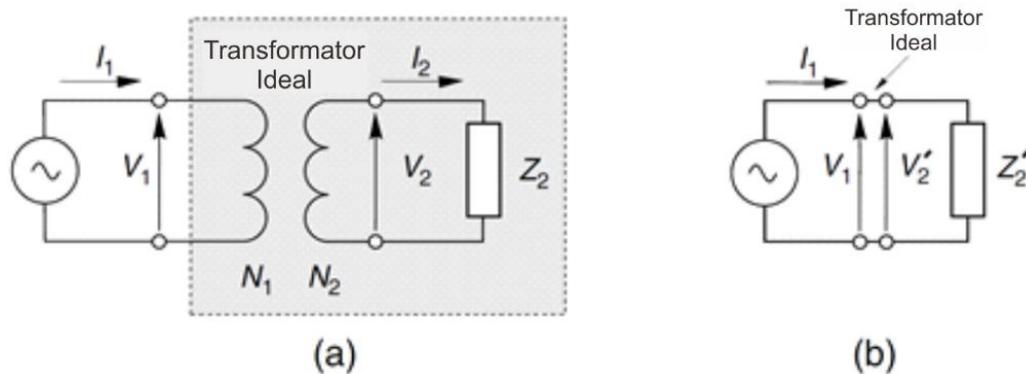
Untuk menyimpulkan pandangan kita pada transformator ideal, kita harus bertanya seperti apa lilitan utama transformator ideal 'ketika' sekunder dihubungkan ke impedansi beban Z_2 . Sejauh menyangkut suplai primer, impedansi semu yang memandang primer dari transformator hanyalah rasio $V_1 = I_1$, yang dapat dinyatakan dalam istilah sekunder sebagai

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{(N_1/N_2)V_2}{(N_2/N_1)I_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{V_2}{I_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_2 = Z'_2 \quad (3.10)$$

Jadi, ketika kita menghubungkan impedansi Z_2 ke sekunder, tampak dari sisi primer seolah-olah kita telah menghubungkan impedansi Z'_2 melintasi terminal primer. Kesetaraan ini diringkas secara diagram pada Gambar 3.6.

Trafo yang ideal secara efektif 'menskalkan' tegangan dengan rasio belitan dan arus dengan rasio belitan terbalik, dan dari sudut pandang terminal input, transformator ideal dan beban sekundernya (di dalam area yang diarsir pada Gambar 3.6 (a) tidak dapat dibedakan dari rangkaian pada Gambar 3.6 (b), di mana impedansi Z'_2 (dikenal sebagai impedansi 'dirujuk') dihubungkan di seluruh suplai. Kita harus mencatat bahwa ketika kita menggunakan impedansi yang dirujuk, rangkaian ekuivalen dari transformator ideal hanya berkurang menjadi hubungan antara rangkaian primer dan sekunder yang dirujuk: titik ini ditekankan dengan menunjukkan terminal primer dan sekunder pada Gambar 3.6, meskipun tidak ada apa-apa. diantara mereka. Kita akan menggunakan ide referensi impedansi dari sekunder ke primer ketika kita memodelkan ketidaksempurnaan transformator nyata, dan kemudian kita akan menemukan bahwa ada elemen rangkaian antara terminal input (V_1) dan output (V'_2) (Gambar 3.10).

Akhirnya, kita harus mencatat bahwa meskipun kedua belitan transformator ideal memiliki induktansi tak terbatas, bahkan tidak ada sisa induktansi dalam rangkaian ekuivalen.



Gambar 3.6 Rangkaian ekuivalen dari transformator ideal

Hasil yang luar biasa ini adalah karena kopling magnetik yang sempurna antara belitan. Seperti yang akan kita lihat sebentar lagi, transformator nyata dapat mendekati ideal, tetapi untuk alasan yang lebih jelas, kesempurnaan akhir biasanya tidak seperti yang kita cari.

TRANSFORMER NYATA

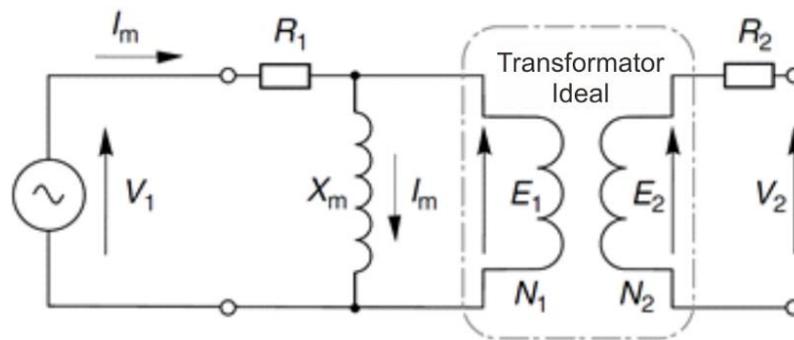
Sekarang kita beralih ke transformator nyata, dengan tujuan mengembangkan rangkaian ekuivalennya. Transformator nyata berperilaku seperti yang ideal (kecuali dalam ukuran yang sangat kecil), dan oleh karena itu pendekatannya adalah memperluas model transformator nyata untuk memungkinkan ketidaksempurnaan yang asli.

Demi kelengkapan, kita akan menetapkan rangkaian setara yang disebut 'tepat' terlebih dahulu secara bertahap. Sesuai namanya, rangkaian yang tepat dapat digunakan untuk memprediksi semua

aspek kinerja transformator, tetapi kita akan berpendapat bahwa itu terlihat agak menakutkan, dan tidak disesuaikan dengan baik untuk menawarkan wawasan sederhana tentang perilaku transformator. Untungnya, mengingat bahwa kita tidak mencari akurasi yang besar, kita dapat mundur dari kompleksitas rangkaian yang tepat dan menyelesaikannya sebagai rangkaian 'perkiraan' yang jauh lebih menakutkan yang lebih dari cukup untuk menghasilkan jawaban atas pertanyaan yang perlu kita kejar, bukan hanya untuk transformator itu sendiri tetapi juga ketika kita memodelkan motor induksi.

Trafo nyata - kondisi tanpa beban, fluks, dan arus magnetisasi

Dalam pemodelan transformator nyata tanpa beban, kita memperhitungkan hambatan terbatas dari belitan primer dan sekunder; keengganan kecil rangkaian magnetik; dan kerugian karena fluks berdenyut dalam inti besi.



Gambar 3.7 Rangkaian ekuivalen transformator nyata dalam kondisi tanpa beban, memungkinkan adanya arus magnetisasi dan hambatan belitan

Resistansi belitan dimasukkan dengan menambahkan resistansi R_1 dan R_2 , masing-masing secara seri dengan primer dan sekunder dari transformator ideal, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7.

Trafo pada Gambar 3.7 ditunjukkan tanpa beban sekunder yaitu pada kondisi tanpa beban. Seperti yang dijelaskan sebelumnya, arus yang diambil dari suplai dalam kondisi ini dikenal sebagai arus magnetisasi, dan oleh karena itu dilambangkan oleh I_m .

Karena transformator ideal (dalam garis putus-putus pada Gambar 3.7) adalah pada rangkaian terbuka, arus sekunder adalah nol dan arus primer juga harus nol. Jadi untuk memungkinkan fakta bahwa transformator nyata memiliki arus magnetisasi tanpa beban, kita menambahkan cabang induktif (dikenal sebagai 'magnetisasi reaktansi') secara paralel dengan primer dari transformator ideal, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.7. Dalam istilah teori rangkaian, reaktansi magnetisasi hanyalah reaktansi karena induktansi diri utama dari transformator. Nilainya mencerminkan arus magnetisasi, sebagaimana dibahas nanti.

Kita sekarang perlu mengingat bahwa ketika kita menerapkan hukum Kirchoff pada belitan primer, kita memperoleh persamaan (3.1), yang mencakup istilah $I_m R_1$, *volt-drop* melintasi resistansi primer karena arus magnetisasi. Ternyata ketika transformator dioperasikan pada tegangan pengenalnya, istilah $I_m R_1$ jauh lebih sedikit daripada V_1 , sehingga kita dapat membuat aproksimasi $V_1 \approx E_1$, mis. Dalam transformator nyata induced GGL sama dengan tegangan yang diberikan, sama seperti pada

transformator ideal. Ini adalah berita yang disambut baik karena memungkinkan kita untuk menggunakan persamaan desain sederhana yang menghubungkan fluks, tegangan, dan belitan (dikembangkan pada Bagian 3.3.1 untuk transformator ideal) untuk kasus transformator nyata. Lebih penting lagi, kita dapat terus mengatakan bahwa fluks akan ditentukan oleh tegangan yang diberikan, dan itu tidak akan tergantung pada keengganan dari rangkaian magnetik. Namun, rangkaian magnetik transformator nyata jelas memiliki beberapa keengganan, sehingga diharapkan akan memerlukan arus untuk menyediakan MMF yang diperlukan untuk mengatur fluks pada inti. Jika keenggannya adalah R dan fluks puncaknya adalah ϕ_m , hukum Ohm magnet memberikan

$$\text{MMF} = N_1 I_m = R \phi_m, \therefore I_m = \frac{R \phi_m}{N_1} \quad (3.11)$$

Reaktansi magnetisasi X_m diberikan oleh

$$X_m = \frac{V_1}{I_m} \quad (3.12)$$

Dalam kebanyakan transformator keengganan inti kecil, dan sebagai hasilnya magnetising saat ini (I_m) jauh lebih kecil daripada beban penuh (terukur) arus primer normal. Dengan reaktansi magnetisasi yang tinggi, dan kita akan melihat bahwa itu dapat diabaikan untuk banyak tujuan. Karena Reaktansi magnetisasi tinggi, dan kita akan melihat bahwa hal itu dapat diabaikan untuk berbagai tujuan.

Namun, ditunjukkan dalam Bagian 3.2 bahwa motor induksi (tujuan akhir kita!) Menyerupai transformator dengan dua *air-gaps* di rangkaian magnetiknya. Jika kita mensimulasikan rangkaian magnetik motor dengan membuat beberapa *saw-cuts* di inti transformator kita, keengganan rangkaian magnetik jelas akan meningkat karena, relatif terhadap besi, udara adalah media magnetik yang sangat buruk. Memang, kecuali *saw-blade* sangat tipis, kita mungkin akan menemukan bahwa keengganan dari dua *air-gaps* tersebut jauh melebihi keengganan inti besi.

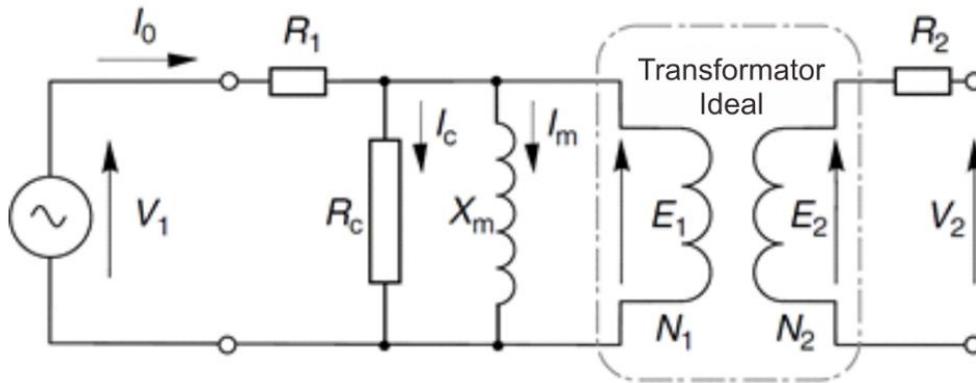
Kita mungkin berpikir bahwa membuat *saw-cuts* dan dengan demikian secara substansial meningkatkan keengganan akan mengurangi fluks dalam inti, tetapi kita perlu mengingat bahwa asalkan istilah $I_m R_1$ jauh lebih sedikit daripada V_1 , fluks ditentukan oleh tegangan yang diberikan, dan arus magnetisasi yang menyesuaikan agar sesuai, seperti yang diberikan oleh persamaan (3.11). Jadi ketika kita membuat *saw-cuts* dan meningkatkan keengganan, ada peningkatan besar pada arus magnetisasi, tetapi fluksnya tetap sama.

Kita dapat melihat bahwa harus ada pengurangan kecil dalam fluks ketika kita meningkatkan keengganan dengan mengatur ulang persamaan (3.1) dalam bentuk:

$$I_m = \frac{V_1 - E_1}{R_1}$$

Dimana kita dapat melihat bahwa satu-satunya cara agar dapat meningkatkan untuk mengimbangi peningkatan keengganan adalah untuk mengurangi E_1 . Namun, karena E_1 sangat hampir sama dengan

V_1 , pengurangan yang sangat kecil pada E_1 (dan karenanya pengurangan fluks yang sangat sedikit) cukup untuk menghasilkan peningkatan besar yang diperlukan dalam arus magnetisasi.



Gambar 3.8. Pengembangan rangkaian ekuivalen tanpa-beban untuk memasukkan adanya kerugian pada inti besi

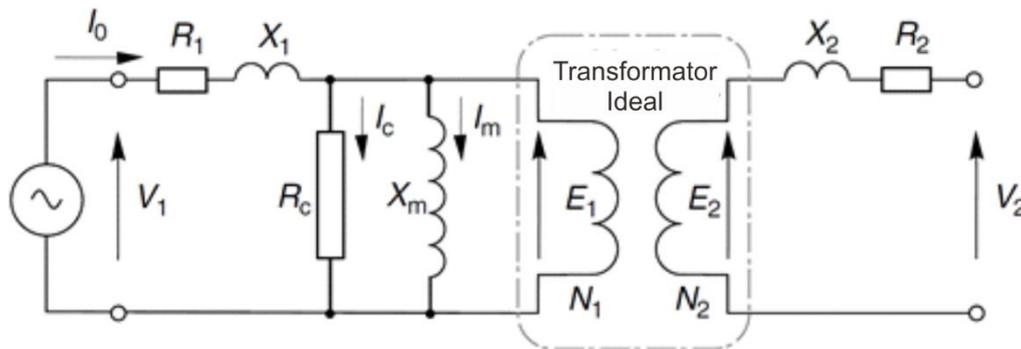
Penyempurnaan akhir dari model tanpa beban memperhitungkan fakta bahwa fluks bergetar menginduksi *eddy currents* dan kerugian histeresis pada inti. Inti dilaminasi untuk mengurangi kerugian *eddy currents*, tetapi total kerugian sering signifikan yang berkaitan dengan efisiensi dan pendinginan keseluruhan, dan kita perlu mengizinkannya dalam model kita. Kehilangan zat besi tergantung pada kuadrat dari kepadatan fluks puncak, dan oleh karena itu proporsional dengan kuadrat yang diinduksi mis. Ini berarti bahwa kita dapat memodelkan kerugian hanya dengan memasukkan resistansi (R_c - di mana sufiks menunjukkan 'kehilangan inti') secara paralel dengan reaktansi magnetisasi, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.8.

Arus tanpa-beban (I_0) terdiri dari komponen magnetisasi reaktif (I_m) yang mengalirkan tegangan yang diberikan sebesar 90° , dan komponen kehilangan-daya (daya) inti (I_c) yang berada dalam fasa dengan tegangan yang diberikan. Komponen magnetising biasanya jauh lebih besar daripada komponen kehilangan inti, sehingga transformator nyata terlihat dominan reaktif dalam kondisi rangkaian terbuka (tanpa beban).

Transformator nyata - reaktansi kebocoran

Pada transformator ideal diasumsikan bahwa semua fluks yang dihasilkan oleh belitan primer menghubungkan sekunder, tetapi dalam praktiknya beberapa fluks primer akan ada di luar inti (lihat Gambar 1.7) dan tidak akan terhubung dengan sekunder. Fluks kebocoran ini, yang sebanding dengan arus primer, akan menginduksi tegangan pada belitan primer setiap kali arus primer berubah, dan karena itu dapat diwakili oleh 'induktansi kebocoran primer' (l_1) secara seri dengan belitan primer dari transformator ideal. Kita biasanya akan menggunakan rangkaian ekuivalen di bawah kondisi operasi *steady-state* pada frekuensi tertentu (f), dalam hal ini kita lebih cenderung merujuk pada 'reaktansi kebocoran primer' ($X_1 = \omega l_1 = 2\pi f l_1$) seperti pada Gambar 3.9.

GGL yang diinduksi dalam belitan sekunder yang timbul dari fluks kebocoran sekunder (dan dengan demikian sebanding dengan arus sekunder) dimodelkan dengan cara yang serupa, dan ini diwakili oleh 'reaktansi kebocoran sekunder' (X_2) yang ditunjukkan pada Gambar 3.9.



Gambar 3.9 Pengembangan sirkuit ekuivalen tanpa-beban untuk memasukkan reaktansi kebocoran

Penting untuk menunjukkan bahwa di bawah kondisi tanpa-beban ketika arus primer kecil *volt-drop* di X_1 akan jauh lebih sedikit daripada V_1 , jadi semua argumen kita sebelumnya yang berkaitan dengan hubungan antara fluks, belitan dan frekuensi dapat digunakan dalam desain transformator nyata.

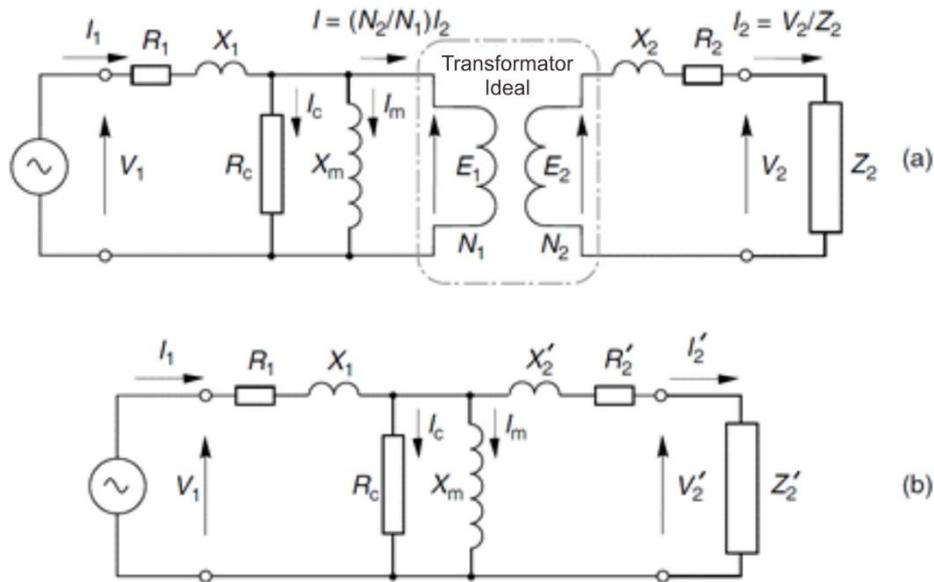
Karena reaktansi kebocoran dalam seri, kehadirannya terasa ketika arus tinggi, yaitu di bawah kondisi beban normal penuh, ketika *volt-drop* melintasi X_1 dan X_2 mungkin tidak dapat diabaikan, dan terutama di bawah kondisi ekstrem (misalnya ketika sekunder terhubung singkat) ketika mereka memberikan fungsi pembatas arus yang sangat penting.

Melihat Gambar 3.9, pembaca yang teliti dapat dimaafkan karena mulai merasa sedikit putus asa untuk bagaimana menemukan hal-hal yang kompleks agar menjadi nampak, sehingga akan menjadi kabar baik untuk mengetahui bahwa kita telah mencapai titik balik. Rangkaian pada Gambar 3.9 mewakili semua aspek perilaku transformator jika perlu, tetapi lebih rumit dari yang kita butuhkan, jadi mulai sekarang semuanya menjadi lebih sederhana, terutama ketika kita mengambil langkah biasa dan merujuk semua parameter sekunder ke primer.

Transformator nyata pada beban - tepat rangkaian ekuivalen

Rangkaian ekuivalen yang menunjukkan transformator yang mensuplai impedansi beban sekunder Z_2 ditunjukkan pada Gambar 3.10 (a). Diagram ini telah dijelaskan untuk menunjukkan bagaimana transformator ideal di pusat memaksakan hubungan antara arus primer dan sekunder. Asalkan kita tahu nilai-nilai parameter transformator kita dapat menggunakan rangkaian ini untuk menghitung semua tegangan, arus dan daya ketika tegangan primer atau sekunder ditentukan.

Namun, kita jarang menggunakan rangkaian dalam bentuk ini, karena biasanya jauh lebih nyaman untuk bekerja dengan impedansi yang dimaksud. Kita melihat dalam Bagian 3.3.3 bahwa, dari sudut pandang primer, kita dapat memodelkan kombinasi transformator ideal dan bebannya dengan 'merujuk' impedansi sekunder ke primer.



Gambar 3.10 ‘Rangkaian persamaan’ rangkaian ekivalen transformator nyata mensuplai impedansi beban Z_2 . (Rangkaian dalam (a) mencakup parameter sekunder aktual, sedangkan pada (b) parameter telah ‘dirujuk’ ke sisi primer.)

Kita melihat bahwa impedansi Z_2 yang terhubung ke sekunder dapat dimodelkan dengan impedansi yang dirujuk Z'_2 yang terhubung pada primer, di mana $Z'_2 = (N_1 = N_2)^2 Z_2$.

Kita dapat menggunakan pendekatan yang sama untuk merujuk tidak hanya impedansi beban sekunder Z_2 tetapi juga resistansi sekunder dan reaktansi kebocoran transformator itu sendiri, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.10 (b). Seperti sebelumnya, impedansi beban yang dirujuk atau yang efektif, resistansi sekunder dan reaktansi kebocoran seperti yang terlihat pada primer dinotasikan masing-masing dengan Z'_2 , R'_2 dan X'_2 . Ketika perhitungan rangkaian telah dilakukan dengan menggunakan rangkaian ini, tegangan dan arus sekunder aktual diperoleh dari rekanan yang dirujuk menggunakan persamaan

$$V_1 = V'_2 \times \frac{N_2}{N_1} \quad \text{and} \quad I_2 = I'_2 \times \frac{N_1}{N_2} \tag{3.13}$$

Pada titik ini kita harus mengingat rangkaian yang sesuai dari transformator ideal, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.6 (b). Di sana kita melihat bahwa tegangan sekunder yang dirujuk V'_2 sama dengan tegangan primer V_1 . Namun, untuk transformator nyata (Gambar 3.10 (b)) kita melihat bahwa ketidaksempurnaan transformator direfleksikan dalam elemen-elemen rangkaian yang terletak di antara tegangan input primer V_1 dan tegangan sekunder primer V'_2 , yaitu antara terminal input dan output.

Pada transformator ideal, elemen seri (resistansi dan reaktansi kebocoran) adalah nol, sedangkan elemen paralel (reaktansi magnetisasi dan resistansi kehilangan-inti(*core-loss*)) tidak terbatas. Efek utama dari elemen seri *non-zero* dari transformator nyata adalah karena *volt-drop* di atasnya, tegangan sekunder V'_2 akan lebih kecil daripada jika transformator itu ideal. Dan efek utama dari elemen

paralel adalah bahwa transformator nyata menarik arus (magnetising) dan mengkonsumsi daya (sedikit) bahkan ketika sekunder dihubung-hubungi.

Meskipun rangkaian Gambar 3.10 (b) mewakili penyederhanaan penyambutan dibandingkan dengan yang ada pada Gambar 3.10 (a), perhitungan masih rumit, karena untuk tegangan primer yang diberikan, setiap *volt-drop* dan arus berubah setiap kali beban pada perubahan sekunder. Untungnya, untuk sebagian besar tujuan praktis, keuntungan lebih lanjut dalam hal kesederhanaan (dengan mengorbankan hanya sedikit keakuratan) diperoleh dengan menyederhanakan rangkaian 'persis' pada Gambar 3.10 untuk mendapatkan apa yang disebut rangkaian ekuivalen 'kurang lebih'.

Transformator nyata - perkiraan rangkaian ekuivalen

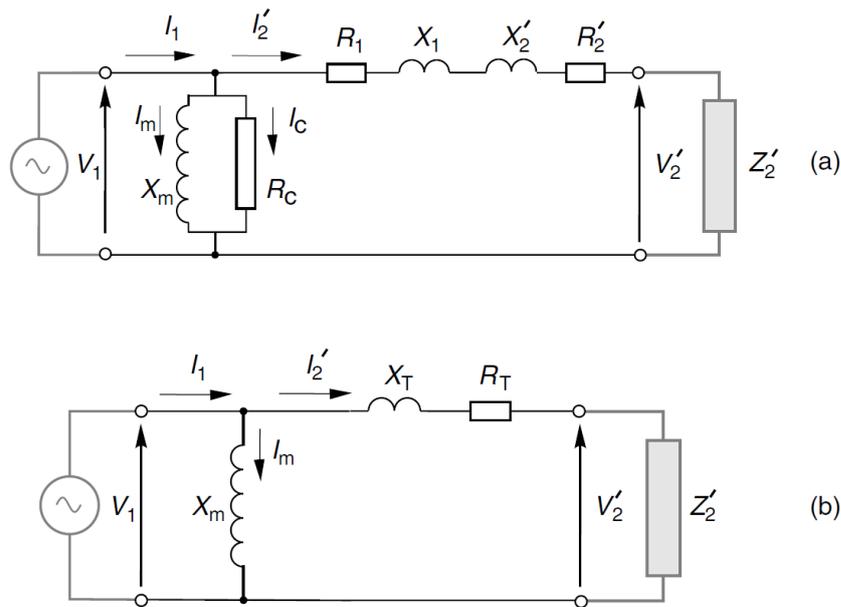
Dasar untuk perkiraan rangkaian ekuivalen (lihat Gambar 3.11 (a)) bertumpu pada fakta bahwa untuk semua transformator kecuali yang sangat kecil (yaitu untuk semua transformator yang akan menyebabkan bahaya serius jika jatuh dengan berjalan kaki) elemen seri pada Gambar 3.10 (B) memiliki impedansi rendah dan elemen paralel adalah impedansi tinggi.

Sebenarnya, untuk bicara impedansi rendah atau tinggi tanpa kualifikasi adalah omong kosong. Apa yang dimaksud dengan bahasa yang agak bebas dalam paragraf di atas adalah bahwa dalam kondisi normal, *volt-drop* melintasi R_1 dan X_1 akan menjadi sebagian kecil dari tegangan V_1 yang diterapkan. Oleh karena itu tegangan melintasi cabang magnetising (X_m sejajar dengan R_c) hampir sama dengan V_1 : jadi dengan memindahkan cabang magnetising ke sisi kiri, arus magnetisasi dan arus yang kehilangan inti akan hampir tidak berubah.

Cabang magnetisasi yang bergerak membawa penyederhanaan besar dalam hal perhitungan rangkaian. Pertama karena arus dan daya dalam cabang magnetising tidak tergantung pada arus beban, dan kedua karena impedansi primer dan sekunder sekarang membawa arus yang sama (I'_2) sehingga mudah untuk menghitung V'_2 dari V_1 atau sebaliknya.

Hasil penyederhanaan lebih lanjut jika kita mengabaikan resistansi (R_c) yang memodelkan kehilangan besi dalam rangkaian magnetik, dan kita menggabungkan resistansi primer dan sekunder dan reaktansi kebocoran untuk menghasilkan resistansi total (R_T) dan reaktansi kebocoran total (R_T) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.11 (b).

Dasar untuk mengabaikan resistansi kehilangan zat besi adalah eddy current dan kerugian histeresis pada besi hanya menarik ketika kita menghitung efisiensi, yang bukan urusan kita di sini, dan di sebagian besar transformator arus terkait (I_C) kecil, jadi mengabaikannya hanya berdampak kecil pada total arus input.



Gambar 3.11 Rangkaian 'perkiraan' rangkaian ekivalen transformator nyata

Mengingat perbedaan dalam jumlah belitan dan ketebalan kawat antara belitan primer dan sekunder, tidak mengherankan bahwa resistensi primer dan sekunder yang sebenarnya kadang-kadang sangat berbeda. Tetapi ketika disebut primer, resistansi sekunder biasanya memiliki nilai yang sama dengan resistansi primer, sehingga resistansi primer dan sekunder sama-sama berkontribusi terhadap resistansi efektif total. Ini sejalan dengan akal sehat: karena kedua belitan mengandung jumlah tembaga yang sama dan menangani daya yang sama, keduanya diharapkan memiliki pengaruh yang sama terhadap kinerja keseluruhan.

Ketika reaktansi kebocoran dikutip secara terpisah untuk primer dan sekunder, mereka juga mungkin memiliki nilai ohm yang sangat berbeda, tetapi sekali lagi ketika sekunder dirujuk nilainya biasanya akan sama dengan primer. (Faktanya, validitas mengenai reaktansi kebocoran sebagai sesuatu yang dapat dibagi secara unik antara primer dan sekunder dipertanyakan, karena mereka tidak dapat diukur secara terpisah, dan untuk sebagian besar tujuan semua yang perlu kita ketahui adalah reaktansi kebocoran total X_T .)

Rangkaian ekivalen pada Gambar 3.11 (b) akan membantu kita dengan baik ketika kita memperluas perawatan ke motor induksi. Ini sangat sederhana, hanya memiliki tiga parameter, yaitu reaktansi magnet X_m , reaktansi kebocoran total X_T dan resistansi efektif total R_T .

Pengukuran parameter

Dua pengujian sederhana digunakan untuk mengukur parameter transformator yaitu pengujian hubung-terbuka (*open-circuit*) atau tanpa-beban (*no-load*) dan pengujian hubung-pendek (*short-circuit*). Kita akan melihat nanti bahwa tes yang sangat mirip digunakan untuk mengukur parameter motor induksi.

Dalam pengujian hubung-terbuka (*open-circuit*), sekunder dilepas dan dengan tegangan pengenalan (I_1) diterapkan pada belitan primer, arus input (I_0) dan daya (W_0) diukur.

Jika kita mencari nilai untuk model tiga-elemen(*three-element*) pada Gambar 3.11 (b), kita tidak akan mengharapkan daya tanpa beban, karena satu-satunya rangkaian adalah melalui reaktansi magnetisasi X_m . Jadi jika, seperti biasanya kasusnya, daya input tanpa beban W_0 sangat jauh lebih kecil daripada $V_1 I_0$ (mis. Transformator terlihat dominan reaktif), kita mengasumsikan bahwa arus input I_0 seluruhnya merupakan arus magnetisasi dan menyimpulkan nilai reaktansi magnetisasi dari

$$X_m = \frac{V_1}{I_0} \quad (3.14)$$

(Jika kita ingin menggunakan model yang lebih akurat pada Gambar 3.11 (a), kita perhatikan bahwa daya input akan semata-mata kehilangan karena besi pada resistor R_c . Karenanya $W_0 = V_1^2 / R_c$ yaitu $R_c = V_1^2 / W_0$.)

Dalam pengujian hubung-singkat(*open-circuit*), terminal sekunder disingkat menjadi satu dan tegangan rendah diterapkan ke *primary-just* untuk menyebabkan arus pengenal pada kedua belitan. Tegangan (V_{sc}), arus (I_{sc}) dan daya input (W_{sc}) diukur.

Dalam pengujian ini, X_m paralel dengan impedansi Z_T (yaitu kombinasi seri X_T dan R_T), sehingga arus input membagi antara dua jalur. Namun, reaktansi X_m selalu jauh lebih besar dari impedansi Z_T , jadi kita biasanya mengabaikan arus kecil melalui X_m dan menganggap bahwa arus I_{sc} hanya mengalir melalui Z_T .

Resistansi kemudian dapat diturunkan dari daya input menggunakan hubungan:

$$W_{SC} = I_{SC}^2 R_T, \therefore R_T = \frac{W_{SC}}{I_{SC}^2} \quad (3.15)$$

Dan reaktansi kebocoran dapat berasal dari

$$Z_T = \frac{V_{SC}}{I_{SC}} = \sqrt{R_T^2 + X_T^2} \quad (3.16)$$

Untuk membagi resistensi, hambatan gulungan primer dan atau sekunder diukur pada kondisi d.c.

Keuntungan besar dari pengujian hubung-terbuka(*open-circuit*) dan hubung-pendek(*short-circuit*) adalah bahwa keduanya tidak memerlukan lebih dari beberapa persen daya pengenal, sehingga keduanya dapat dilakukan dari suplai dengan pengenal sederhana.

Pentingnya parameter rangkaian ekuivalen

Jika studi transformator adalah tujuan kita, kita sekarang akan beralih ke beberapa contoh numerik untuk menunjukkan bagaimana rangkaian ekuivalen digunakan untuk memprediksi kinerja: misalnya, kita mungkin ingin tahu berapa banyak tegangan sekunder turun ketika kita menerapkan beban, atau apa efisiensi di berbagai beban. Tetapi tujuan kita adalah untuk mengembangkan rangkaian ekuivalen untuk menerangi perilaku motor induksi, bukan untuk menjadi ahli dalam analisis transformator, sehingga kita akan menghindari studi kuantitatif pada titik ini. Di sisi lain, seperti yang akan kita lihat, kesamaan dengan rangkaian motor induksi berarti ada beberapa pengamatan kualitatif yang layak dilakukan pada titik ini.

Pertama, jika dimungkinkan untuk memilih nilai apa pun yang kita inginkan untuk parameter, kita mungkin akan melihat kembali ke rangkaian ekuivalen dari transformator ideal, dan mencoba untuk menirunya dengan membuat elemen paralel menjadi tak terbatas, dan elemen seri nol. Dan jika kita hanya harus berpikir tentang operasi normal (dari tanpa beban hingga beban terukur) ini akan menjadi tujuan yang masuk akal, karena tidak akan ada arus magnetisasi, tidak ada kerugian besi, tidak ada kehilangan tembaga, dan tidak ada penurunan tegangan sekunder saat beban diterapkan.

Kebanyakan transformator mendekati ideal ini jika dilihat dari perspektif eksternal. Pada beban penuh daya input hanya sedikit lebih besar dari daya output (karena kerugian pada elemen resistif adalah sebagian kecil dari daya pengenal); dan tegangan sekunder turun hanya sedikit dari kondisi tanpa beban ke kondisi beban penuh (karena *volt-drop* melintasi Z_T pada beban penuh hanya sebagian kecil dari tegangan input).

Tetapi dalam praktiknya kita harus mengatasi yang abnormal maupun normal, dan khususnya kita perlu mewaspadaikan risiko terjadinya hubungan pendek di terminal sekunder. Jika primer transformator disuplai dari sumber tegangan konstan, satu-satunya hal yang membatasi arus sekunder jika sekundernya adalah hubungan pendek yang tidak disengaja adalah impedansi seri Z_T . Tetapi kita telah melihat bahwa *volt-drop* melintasi Z_T pada arus pengenal hanya sebagian kecil dari tegangan pengenal, yang berarti bahwa jika tegangan pengenal diterapkan pada Z_T , arus akan berkali-kali nilai dari pengenal. Jadi semakin rendah impedansi transformator, semakin tinggi arus hubung singkat.

Dari sudut pandang transformator, nilai arus pengenal yang berkali-kali lipat akan menyebabkan gulungan meleleh, untuk tidak mengatakan apa pun tentang gaya elektromagnetik antar-belitan yang rusak yang dihasilkan. Dan dari sudut pandang suplai, arus gangguan harus dibersihkan dengan cepat untuk menghindari kerusakan kabel pada suplai, sehingga pemutus arus diperlukan dengan kemampuan untuk mengganggu arus hubung-singkat (*short-circuit*). Semakin tinggi arus gangguan, maka semakin tinggi biaya yang dibutuhkan untuk peralatan pelindung, sehingga otoritas suplai biasanya akan menentukan arus gangguan maksimum yang dapat ditoleransi.

Sebagai perancang transformator kita kemudian menghadapi sebuah dilema: dimana jika kita melakukan apa yang sudah tampak jelas dan bertujuan untuk mengurangi impedansi seri untuk meningkatkan kinerja kondisi yang sudah mapan (*steady-state*), kita kemudian menemukan bahwa arus hubung-singkat (*short-circuit*) meningkat dan ada masalah yang melebihi level yang diizinkan dari suplai yang sudah ditentukan. Jelas bahwa transformator ideal itu bukanlah yang kita inginkan, dan kita berkewajiban untuk menerima masukan. Kita sengaja merekayasa impedansi yang memadai (terutama melalui kontrol reaktansi kebocoran) untuk memastikan bahwa dalam kondisi abnormal (korsleting) sistem tidak rusak sendiri!

Dalam Bab 1 dan 2, kita menyebutkan sesuatu yang sangat mirip sehubungan dengan motor induksi: kita melihat bahwa ketika motor induksi dimulai langsung pada jalur itu menarik arus yang besar, dan membatasi arus memerlukan masukkan dalam desain motor. Kita akan segera melihat bahwa perilaku ini persis seperti transformator hubung-singkat (*short-circuit*).

PENGEMBANGAN RANGKAIAN EKUIVALEN MOTOR INDUKSI

Kondisi Seimbang

Dalam Bagian 3.2 ditunjukkan bahwa, pada basis per fasa, motor induksi stasioner sangat mirip transformator, sehingga untuk memodelkan motor induksi saat istirahat kita dapat menggunakan rangkaian ekivalen transformator yang telah kita lihat sejauh ini.

Kita dapat mewakili motor saat istirahat (yang disebut kondisi 'rotor terkunci ') hanya dengan mengatur $Z'_2 = 0$ pada Gambar 3.11. (Untuk motor *wound-rotor* kita harus meningkatkan R_T untuk memperhitungkan setiap resistensi rangkain rotor eksternal.) Mengingat tegangan yang diberikan kita dapat menghitung arus dan daya yang akan diambil dari suplai, dan jika kita tahu rasio efektif belitan kita juga dapat menghitung arus rotor dan daya yang disuplai ke rotor.

Tetapi meskipun motor induksi menyerupai transformator, tujuannya dalam kehidupan sangat berbeda karena dirancang untuk mengubah tenaga listrik menjadi tenaga mekanis, yang mana perlu melibatkan gerakan. Perhitungan rotor yang terkunci sehingga menjadikan penggunaannya terbatas kecuali kita dapat menghitung torsi awal yang dikembangkan. Jauh lebih penting, kita harus dapat mewakili proses elektromekanis yang terjadi pada seluruh rentang kecepatan, sehingga kita dapat memprediksi arus input, daya, dan torsi yang dikembangkan pada kecepatan berapa pun. Cara yang sangat sederhana dan efektif untuk mencapai hal ini dibahas selanjutnya.

Pemodelan proses konversi energi elektromekanikal

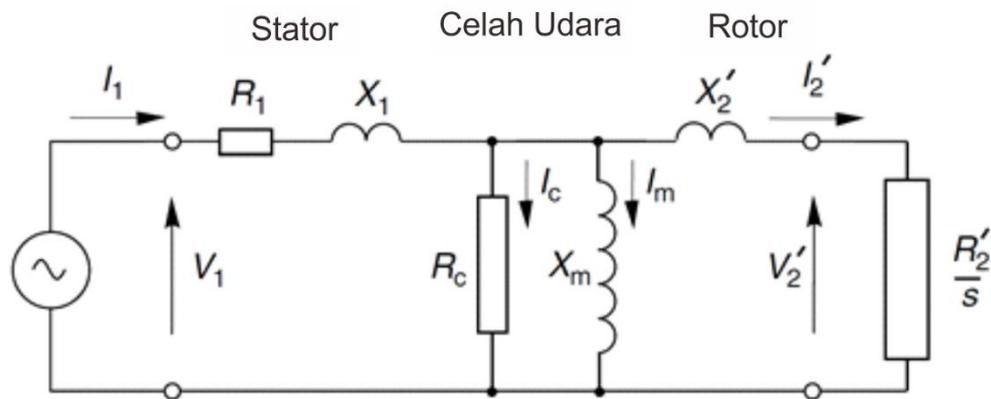
Dalam Bab 1 dan 2 kita melihat bahwa perilaku motor ditentukan terutama oleh slip. Secara khusus kita melihat bahwa jika motor diturunkan, ia akan konstan pada kecepatan yang mendekati sinkron (yaitu dengan slip yang sangat kecil), dengan arus rotor yang diinduksi dengan sangat sedikit, pada frekuensi yang sangat rendah. Saat torsi beban ditingkatkan, rotor relatif melambat terhadap fluks yang bergerak; besarnya arus dan frekuensi rotor yang diinduksi meningkat; dengan demikian rotor menghasilkan lebih banyak torsi; dan arus stator dan daya yang ditarik dari suplai secara otomatis meningkat untuk memberikan daya output mekanis.

Pengamatan yang sangat penting dalam kaitannya dengan apa yang sekarang ingin kita lakukan adalah bahwa kita telah mengetahui sebelumnya bahwa meskipun arus rotor berada pada frekuensi slip, efeknya (yaitu MMF mereka) selalu dipantulkan kembali pada belitan stator pada frekuensi suplai. Ini menunjukkan mungkin untuk merepresentasikan apa yang terjadi pada frekuensi slip pada rotor dengan mengacu terhadap tindakan sisi primer (frekuensi tetap), menggunakan model tipe transformator; dan ternyata kita memang bisa memodelkan seluruh proses konversi energi dengan cara yang sangat sederhana. Yang diperlukan hanyalah mengganti resistansi rotor yang dirujuk (R'_2) dengan resistansi slip-slip fiktif (R'_2/s) dalam sekunder hubung singkat dari rangkaian ekivalen transformator kita.

Oleh karena itu jika kita membangun dari rangkaian transformator yang tepat pada Gambar 3.10 (b), kita memperoleh rangkaian ekivalen motor induksi yang ditunjukkan seperti pada Gambar 3.12.

Pada setiap slip yang diberikan, daya yang dikirim ke resistansi 'beban' ini mewakili daya yang melintasi celah udara dari rotor ke stator. Kita dapat melihat langsung bahwa karena tahanan beban fiktif berbanding terbalik dengan slip, maka berkurang seiring dengan meningkatnya slip, sehingga menyebabkan daya melintasi celah udara meningkat dan menghasilkan lebih banyak arus dan daya yang ditarik dari suplai. Perilaku ini tentu saja sejalan dengan apa yang sudah kita ketahui tentang motor induksi.

Kita akan melihat bagaimana menggunakan rangkaian ekuivalen untuk memprediksi dan menjelaskan perilaku motorik di bagian berikutnya, tetapi pertama-tama ada dua poin yang layak untuk dibuat.



Gambar 3.12 Persamaan rangkaian ekuivalen motor induksi. Parameter sekunder (rotor) telah dirujuk ke sisi primer (stator)

Pertama, mengingat kompleksitas interaksi spasial dan temporal pada motor induksi, sungguh luar biasa bahwa semuanya dapat diwakili dengan baik oleh rangkaian ekuivalen sederhana, dan selalu tampak kasihan kepada penulis bahwa sesuatu yang begitu anggun menerima sedikit melalui pujian di sebagian besar buku teks.

Kedua, diskusi singkat berikut ini ditawarkan untuk kepentingan pembaca yang mencari setidaknya beberapa kebenaran untuk memperkenalkan resistensi fiktif R'_2/s , meskipun harus diakui bahwa perawatan penuh berada di luar jangkauan kita. Pragmatis yang puas menerima bahwa metode ini berfungsi dapat melompat ke bagian selanjutnya.

Kunci untuk mengembangkan representasi terletak pada memastikan bahwa besarnya dan fasa arus rotor yang dirujuk (pada frekuensi suplai) dalam model transformator sesuai dengan arus aktual (pada frekuensi slip) di rotor. Kita berpendapat dalam Bab 5 bahwa *induced GGL*. di rotor pada slip s akan menjadi sE_2 pada frekuensi sf , di mana E_2 adalah GGL diinduksi dalam kondisi rotor terkunci ($s = 1$), ketika frekuensi rotor sama dengan frekuensi suplai, mis. f . Mis. Ini bekerja pada kombinasi seri resistansi rotor R_2 dan reaktansi kebocoran rotor, yang pada frekuensi sf diberikan oleh sX_2 , di mana X_2 adalah reaktansi kebocoran rotor pada frekuensi suplai. Oleh karena itu besarnya arus rotor diberikan oleh

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} \quad (3.17)$$

Di rangkaian ekivalen suplai frekuensi, mis. Gambar 3.9, mis. Sekunder adalah E_2 , daripada sE_2 , sehingga untuk mendapatkan arus yang sama dalam model ini seperti yang diberikan oleh persamaan (3.17), kita memerlukan resistansi rotor slip frekuensi dan reaktansi untuk dibagi dengan s , dalam hal ini arus sekunder akan diberikan dengan benar oleh

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} \quad (3.18)$$

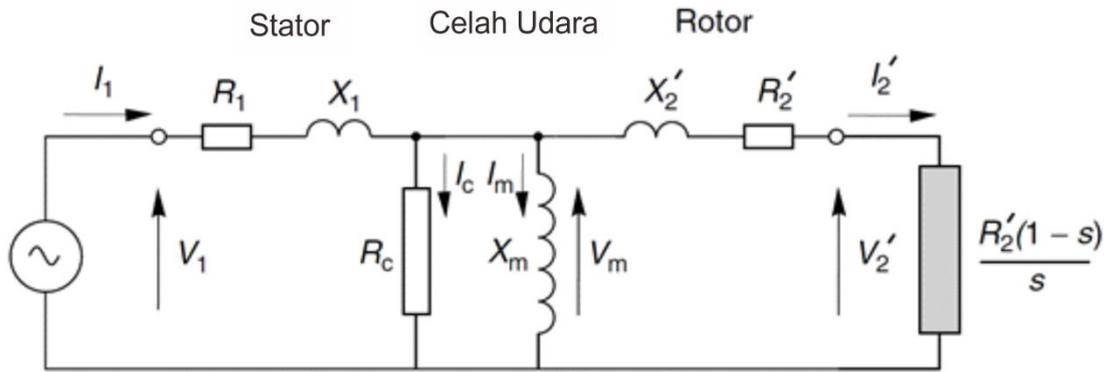
SIFAT MOTOR INDUKSI

Kita telah mulai dengan rangkaian yang tepat pada Gambar 3.12 karena celah udara pada motor induksi menyebabkan daya reaktif magnetisnya lebih rendah daripada transformator dengan peringkat yang sama, sedangkan reaktansi kebocorannya akan lebih tinggi. Oleh karena itu kita harus sedikit lebih berhati-hati sebelum membuat penyederhanaan utama, meskipun kemudian kita akan menemukan bahwa untuk banyak tujuan, rangkaian perkiraan (dengan cabang magnetising di sebelah kiri) sebenarnya memadai. Pada bagian ini, kita berkonsentrasi pada apa yang dapat dipelajari dari studi tentang bagian rotor, yang sama di rangkaian yang tepat dan perkiraan, sehingga kesimpulan kita dari bagian ini sepenuhnya umum.

Dari daya yang diumpankan melintasi celah udara ke rotor, sebagian hilang karena panas pada resistansi rotor, dan sisanya (semoga mayoritas!) dikonversi menjadi daya keluaran mekanik yang berguna. Untuk mewakili hal ini dalam rangkaian yang dimaksud, kita membagi resistansi fiktif R'_2/s menjadi dua bagian, R'_2 dan $R'_2((1-s)/s)$, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.13.

Kehilangan tembaga rotor ditunjukkan oleh daya pada R'_2 , dan daya output mekanik yang berguna ditunjukkan oleh daya dalam hambatan 'elektromekanis' $R'_2((1-s)/s)$, ditunjukkan dalam Gambar 3.13. Untuk lebih menekankan fungsi yang dimaksudkan dari motor - produksi tenaga mekanik - elemen elektromekanis ditunjukkan pada Gambar 3.13 sebagai 'beban' sekunder akan berada di transformator. Agar motor menjadi konverter energi elektromekanis yang baik, sebagian besar daya yang masuk ke rangkaian di sebelah kiri harus muncul dalam tahanan beban elektromekanis. Ini sama dengan mengatakan bahwa untuk kinerja yang baik, tegangan output V'_2 harus sedekat mungkin dengan tegangan input, V_1 . Dan jika kita mengabaikan arus di cabang magnetising tengah, kondisi 'baik' hanya membutuhkan resistansi beban yang besar dibandingkan dengan elemen seri lainnya. Kondisi yang diinginkan ini dipenuhi dalam kondisi berlari normal, ketika slip kecil dan besar karena $R'_2((1-s)/s)$.

Langkah kita selanjutnya adalah membuat beberapa formula umum yang penting, dan menarik beberapa kesimpulan luas.



Gambar 3.13 Rangkaian ekuivalen yang tepat dengan resistansi rotor yang efektif ($R'_2 = s$) dipecah menjadi R'_2 dan $R'_2((1-s)/s)$. Daya yang dihaburkan dalam R'_2 mewakili kehilangan tembaga rotor per-fasa, sedangkan daya dalam resistansi yang diarsir $R'_2((1-s)/s)$ sesuai dengan daya output mekanis per-fasa, ketika selip adalah s

KESEIMBANGAN DAYA

Keseimbangan daya untuk rotor dapat diturunkan sebagai berikut:

Daya atas rotor (P_2) = Daya hilang karena panas dalam konduktor rotor + Daya keluaran mekanis.

Oleh karena itu menggunakan notasi pada Gambar 3.13 yang kita dapatkan

$$P_2 = (I'_2)^2 R'_2 + (R'_2)^2 I'_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) = (I'_2)^2 \frac{R'_2}{s} \quad (3.19)$$

Kita dapat mengatur ulang persamaan (3.19) untuk menyatakan kehilangan daya dan kerugian daya mekanik dalam hal daya celah udara, P_2 untuk menghasilkan

$$(3.20) \quad \begin{aligned} \text{Daya hilang dalam pemanasan rotor} &= sP_2 \\ \text{Daya keluaran mekanis} &= (1-s)P_2 \\ \text{Efisiensi Rotor } (P_{mech}/P_2) &= (1-s) \times 100\% \end{aligned}$$

Hubungan-hubungan ini disebutkan dalam Bab 1 dan 2, dan hubungan itu sangat penting dan dapat diterapkan secara universal. Mereka menunjukkan bahwa dari daya yang dikirim melintasi fraksi celah udara s mau tidak mau hilang sebagai panas, meninggalkan fraksi $(1-s)$ sebagai output mekanik yang berguna. Karena motor induksi hanya dapat beroperasi secara efisien pada nilai slip yang rendah.

Torsi

Kita juga bisa mendapatkan hubungan antara daya yang masuk ke rotor dan torsi yang dikembangkan. Kita tahu bahwa tenaga mekanik adalah torsi kali kecepatan, dan bahwa ketika slip s adalah kecepatan adalah $(1-s)\omega_s$, di mana ω_s adalah kecepatan sinkron. Karena dari persamaan daya di atas kita dapatkan lagi ini adalah kepentingan mendasar, menunjukkan bahwa torsi yang dikembangkan sebanding dengan daya yang masuk rotor.

$$\text{Torque} = \frac{\text{Mechanical power}}{\text{Speed}} = \frac{(1-s)P_2}{(1-s)\omega_t} = \frac{P_2}{\omega_t} \quad (3.21)$$

Semua hubungan yang diperoleh dalam bagian ini berlaku secara universal dan tidak melibatkan pendekatan apa pun. Pengurangan berguna lebih lanjut dapat dilakukan ketika kita menyederhanakan sirkuit yang sama, tetapi pertama-tama kita akan melihat contoh prediksi kinerja berdasarkan pada rangkaian yang tepat.

PREDIKSI KINERJA – CONTOH

Parameter rangkaian ekuivalen per-fasa (disebut stator) dari motor induksi terhubung tiga-fasa 4-pole, 60 Hz, 440 V adalah sebagai berikut:

Resistansi Stator, $R_1 = 0.2 \Omega$

Reaktansi kebocoran stator dan rotor, $X_1 = X'_2 = j1.0 \Omega$

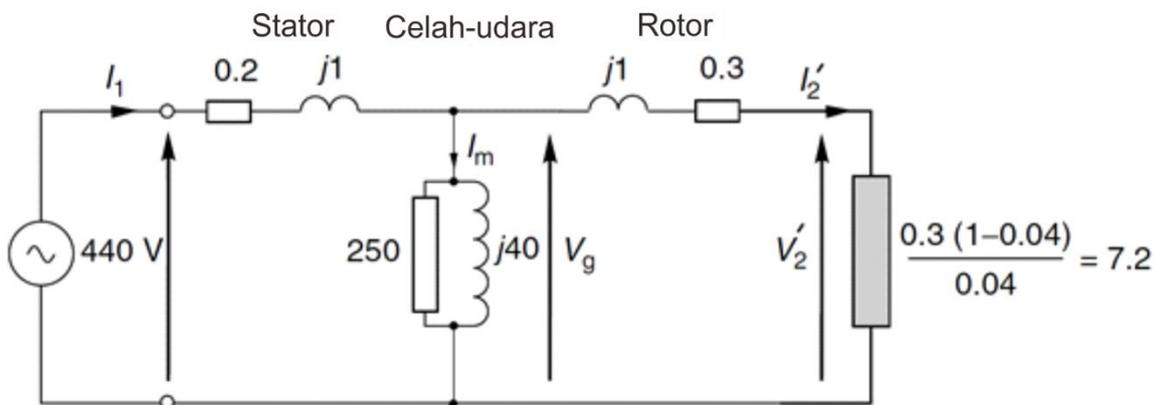
Resistansi Rotor, $R'_2 = 0.3 \Omega$

Reaktansi magnetisasi, $X_m = j40\Omega$

Resistansi terhadap kehilangan zat besi, $R_c = 250 \Omega$

Kehilangan gesekan mekanis pada jumlah kecepatan normal menjadi 2,5 kW. Kita akan menghitung arus input, daya output, dan efisiensi pada kecepatan penuh 1728 putaran/menit.

Efisiensi pada kecepatan beban penuh 1728 putaran/menit. Rangkaian ekuivalen per fasa, dengan semua nilai dalam satuan Ohm, ditunjukkan pada Gambar 3.14. Kecepatan sinkron adalah 1800 putaran/mnt dan kecepatan slip adalah $1800-1728 = 72$ putaran/mnt, slip di dapat dari $72/1800 = 0,04$. Hambatan elektromekanis dari 3.2Ω dihitung dari persamaan $R'_2((1-s)/s)$ dengan $R'_2 = 0.3 \Omega$. Mengingat bahwa daya dalam resistor ini mewakili daya output mekanik, kita melihat bahwa, seperti yang diharapkan, daya dalam resistor mendominasi perhitungan kita.



Gambar 3.14 Rangkaian ekuivalen yang tepat untuk motor induksi pada Bagian 3.7, di bawah kondisi beban penuh (mis. Slip $s = 0:04$). Semua nilai impedansi berada dalam Ohms

Arus Listrik

Untuk menemukan arus listrik, kita harus menemukan impedansi efektif yang terlihat dari suplai, jadi kita pertama-tama menemukan impedansi dari cabang rotor dan cabang magnetising celah udara (air-gap). Disajikan dalam bentuk 'nyata dan imajiner' dan juga 'modulus dan argumen' dari ini adalah:

Impedansi cabang rotor, $Z_r = 3.5 + j1 = 3.57/3.6^\circ \Omega$

Magnetising impedansi cabang, $Z_m = 6.25 + j39.0 = 39.5/80^\circ \Omega$

Kombinasi paralel dari dua cabang ini memiliki impedansi efektif $6.74 + j2.12$ or $7.07/13.5^\circ \Omega$.

Kira-kira pada 7Ω , dan terutama resistif, ini sejalan dengan apa yang kita harapkan: impedansi cabang magnetisasi jauh lebih tinggi daripada cabang rotor sehingga yang terakhir tetap dominan.

Kita sekarang harus menambahkan impedansi stator $0.2 + j1$ untuk menghasilkan total impedansi motor per fasa menjadi $6.94 + j3.12$, $3.61/24.2^\circ \Omega$.

Motor yang saling terhubung dengan tegangan fasa sama dengan tegangan listrik, yaitu 440 V. Kita akan menggunakan tegangan fasa sebagai referensi untuk sudut, sehingga arus fasa diberikan oleh

$$I_1 = \frac{440/0^\circ}{3.61/24.2^\circ} = 53.82/-24.2^\circ \text{ A}$$

Arus listrik adalah $\sqrt{3}$ kali arus fasa, yaitu 100 A.

Output Daya

Output Daya adalah daya yang dikonversi ke bentuk mekanis, yaitu daya dalam hambatan beban fiktif 3.2Ω , jadi kita harus terlebih dahulu menemukan arus yang melaluinya.

Arus input I_1 membagi antara rotor dan cabang magnet sesuai dengan persamaan

$$I_1 = \frac{Z_m}{Z_m + Z_r} I_1 \text{ dan } I_m = \frac{Z_r}{Z_m + Z_r} I_1$$

Memasukkan nilai dari hasil di atas:

$$I'_2 = 53.99/14.38^\circ \Omega$$

$$I_m = 10.35/83.7^\circ \Omega$$

Sekali lagi kita melihat bahwa arus ini sesuai dengan harapan kita. Sebagian besar arus input mengalir di cabang rotor, yang sebagian besar resistif dan fasa-lag kecil; sebaliknya relatif sedikit arus yang mengalir dalam cabang magnetisasi dan fasa-lagnya yang besar diharapkan dari sifatnya yang dominan induktif.

Daya dalam beban resistor diberikan oleh

$P_{mech} = (I'_2)^2 \times 3.2 = (53.99)^2 \times 3.2 = 20.987 \text{ W/fasa}$. Ada tiga fasa sehingga total daya mekanik yang dikembangkan adalah 62,96 kW.

Torsi yang dihasilkan mengikuti dengan membagi daya dengan kecepatan dalam rad/s, menghasilkan torsi 348 Nm, atau 116 Nm/fasa.

Kita diberitahu bahwa tenaga angin dan gesekan adalah 2,5 kW, sehingga output daya yang berguna adalah $62.96 - 2.5 = 60.46$ kW.

Efficiency

Kita dapat melanjutkan dengan dua cara alternatif, jadi kita akan melakukan keduanya untuk mengecek. Pertama, kita akan menemukan total kerugian per fasa dengan menjumlahkan kekuatan pada resistan belitan dan resistor rugi-besi (*iron-loss*) pada Gambar 3.14.

Kerugian dalam dua hambatan belitan mudah ditemukan karena kita sudah tahu arus melalui keduanya: kerugiannya adalah $(I_1)^2 R_1 = (53.82)^2 \times 0.2 = 668$ W/fasa, dan $(I'_2)^2 R'_2 = (53.99)^2 \times 0.3 = 874.5$ W/fasa untuk stator dan rotor, masing-masing.

Kehilangan zat besi sedikit lebih rumit, karena pertama-tama kita perlu menemukan tegangan (V_m) di cabang magnetising (kadang-kadang disebut tegangan celah, V_g , seperti pada Gambar 3.14). Kita bisa mendapatkan ini dari produk arus rotor dan impedansi rotor, yang menghasilkan $V_g = 53.99/14.38^\circ \times 3.57/3.6^\circ = 408.5/-6.8$ V.

Kerugian daya resistor besi adalah 250Ω lalu diberikan oleh $(408.5)^2/250 = 667$ W/fasa. Kehilangan total (termasuk *windage* dan *friction*/gesekan) kemudian diberikan oleh

$$\text{Total Kerugian} = 3(688 + 874.5 + 667) + 2500 = 9.13 \text{ kW.}$$

Efisiensi diberikan oleh

$$\text{Efisiensi} = \frac{P_{mech}}{P_{in}} = \frac{60.46}{60.46} = 60.46$$

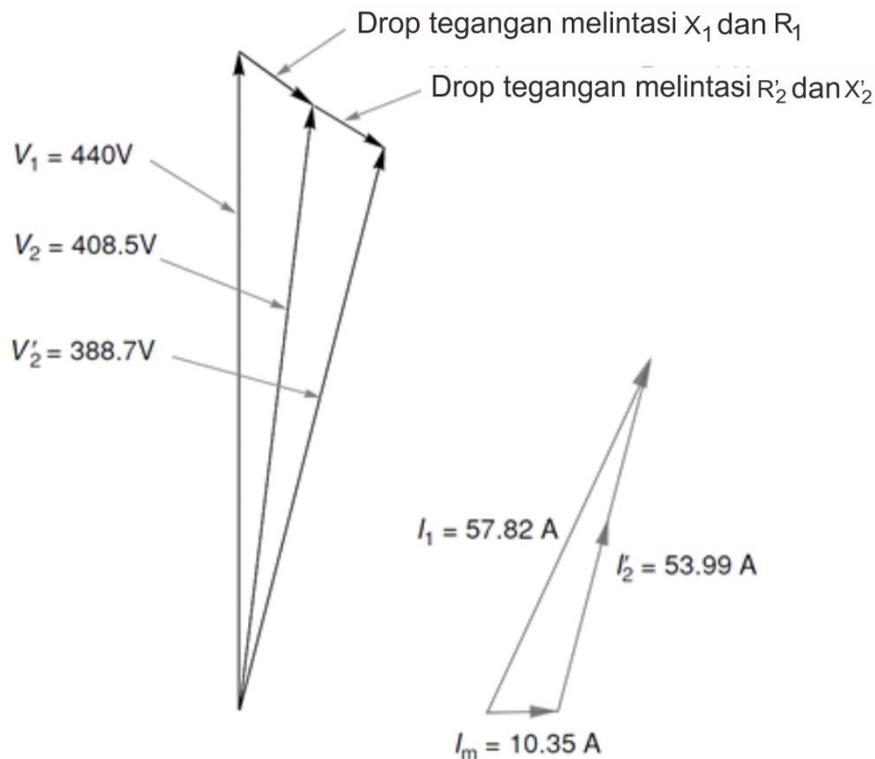
Atau kita bisa menemukan daya input langsung dari tegangan input dan arus yang diketahui, menggunakan $P_{in} = 3(V_1 I_1 \cos \phi_1) = 3 \times 440 \times 53.82 \times \cos 24.3^\circ = 69.59$ kW, yang setuju dengan hasil di atas.

Diagram fasor

Untuk menyelesaikan masalah yang ada penting bagi kita untuk melihat diagram fasor yang dimana menunjukkan tegangan dan arus utama dalam kondisi beban penuh, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.15, yang digambarkan dengan skala.

Dari diagram fasor tegangan, kita dapat mencatat bahwa di motor ini *volt-drop* akibat reaktansi dan resistansi kebocoran stator adalah signifikan, di mana tegangan input 440 V dikurangi menjadi 408,5 V, mis. Pengurangan lebih dari 7%.

Tegangan yang melintasi cabang magnetisasi menentukan arus magnetisasi dan karena kepadatan fluks celah udara, sehingga pada motor ini kepadatan fluks celah udara akan turun sekitar 7% antara tanpa beban dan beban penuh. (Tanpa beban, slip sangat kecil dan impedansi dari cabang rotor tinggi, sehingga ada arus rotor yang dapat diabaikan dan *volt-drop* yang sangat kecil karena impedansi stator, menyisakan hampir penuh 440 V melintasi cabang magnetisasi.)



Gambar 3.15 Diagram fasor, ditarik ke skala, untuk motor induksi pada Bagian 3.7 dalam kondisi beban penuh

Penurunan tegangan (*Volt-drop*) yang serupa terjadi pada impedansi rotor, menyisakan kurang dari 390 V yang diterapkan pada beban efektif. Namun, perlu diketahui bahwa karena impedansi stator dan rotor sebagian besar reaktif, volt-drop yang cukup besar tidak bertanggung jawab atas kehilangan daya yang sesuai.

Penurunan tegangan (*Volt-drop*) yang signifikan ini mencerminkan fakta bahwa motor ini cocok untuk sambungan langsung mulai dari suplai yang relatif lemah, di mana penting untuk membatasi arus awal. Oleh karena itu perancang dengan sengaja membuat reaktansi kebocoran lebih tinggi dari yang seharusnya untuk membatasi arus ketika motor dihidupkan.

Untuk memperkirakan arus awal kita mengabaikan cabang magnetising dan meletakkan slip $s = 1$, dalam hal ini impedansi cabang rotor menjadi $0,3 + j1$, sehingga total impedansi adalah $0,5 + j2$ atau $2,06 \Omega$. Ketika tegangan penuh diterapkan, arus fasa adalah $440 / 2,06 = 214$ A. Arus beban penuh adalah 53,8 A, sehingga arus awal adalah 3,7 kali arus beban penuh. Rasio yang relatif sederhana ini diperlukan di mana sistem pasokan lemah: suplai yang kaku mungkin senang dengan rasio 5 atau 6.

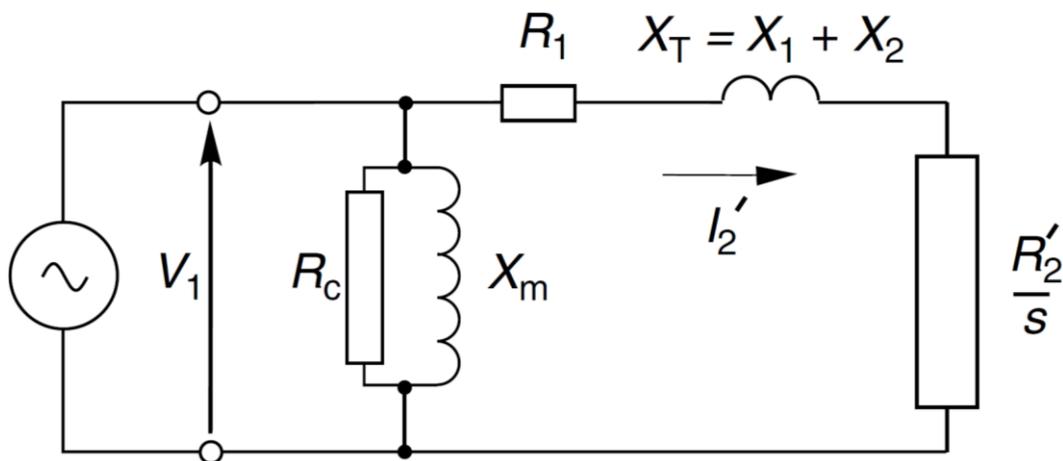
Kita telah melihat bahwa torsi berbanding lurus dengan daya ke dalam rotor, jadi harus jelas bahwa ketika kita membatasi arus start untuk meringankan beban pada suplai, sehingga berkurangnya torsi start tak terhindarkan. Ini dibahas lebih lanjut di bagian berikut.

Diagram fasor saat ini menggaris bawahi fakta ketika motor berada pada beban penuh, arus magnetisasi hanya sebagian kecil dari total. Total arus melebihi tegangan suplai sebesar $24,3^\circ$, sehingga faktor daya beban penuh adalah $\cos 24,3^\circ = 0,91$, sehingga sangat memuaskan.

PERKIRAAN RANGKAIAN EKUIVALEN

Bagian ini dikhususkan untuk apa yang dapat dipelajari dari rangkaian ekuivalen dalam bentuk yang disederhanakan, dimulai dengan rangkaian yang ditunjukkan pada Gambar 3.16, di mana cabang magnetisasi telah dipindahkan ke sisi kiri. Ini membuat perhitungan jauh lebih mudah karena arus dan daya di cabang magnetising tidak tergantung pada cabang beban. Perkiraan yang terlibat dalam melakukan ini lebih besar daripada dalam kasus transformator karena untuk motor rasio daya magnetisasi terhadap reaktansi bocor lebih rendah, tetapi analisis aljabar jauh lebih sederhana dan hasilnya dapat mencerahkan.

Sepintas pemeriksaan buku teks mesin listrik mengungkapkan berbagai variasi dalam pendekatan yang diambil untuk memeras nilai dari studi perkiraan rangkaian ekuivalen, tetapi dalam pandangan penulis sering ada begitu banyak formula sehingga pembaca menjadi kewalahan. Jadi di sini kita akan fokus pada dua pesan sederhana.



Gambar 3.16 Perkiraan rangkaian setara untuk motor induksi

Pertama, kita akan mengembangkan persamaan yang rapi merangkum perilaku dasar motor induksi, dan mengilustrasikan *trade-off* yang terlibat dalam desain; dan kedua kita akan memeriksa bagaimana nilai relatif dari resistansi rotor dan reaktansi mempengaruhi bentuk kurva kecepatan torsi.

Hubungan awal dan beban penuh

Analisis rangkaian langsung dari rangkaian seperti pada Gambar 3.16, bersama dengan persamaan (3.20) atau torsi menghasilkan persamaan berikut untuk komponen beban arus (I'_2) dan untuk torsi per fasa:

$$I'_2 = \frac{V_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + X_T^2}} \quad \text{dan} \quad T = \frac{1}{\omega_s} \left\{ \frac{V_1^2}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + X_T^2} \right\} \frac{R'_2}{s} \quad (3.22)$$

Persamaan kedua (dengan kuadrat tegangan dalam pembilang) mengingatkan kita pada sensitivitas torsi terhadap variasi tegangan, di mana pengurangan 5% pada tegangan memberikan sedikit lebih dari 10% pengurangan torsi.

Jika kita mengganti $s = 1$ dan $s = s_{fl}$ dalam persamaan ini, kita memperoleh persamaan untuk arus awal, arus beban penuh, torsi awal dan torsi beban penuh. Masing-masing jumlah ini penting dalam haknya masing-masing, dan semuanya tergantung pada resistansi rotor dan reaktansi. Tetapi dengan menggabungkan empat persamaan kita memperoleh hasil yang sangat jauh yang diberikan oleh persamaan (3.23) di bawah ini.

$$\frac{T_{st}}{T_{fl}} = \left(\frac{I_{st}}{I_{fl}} \right)^2 s_{fl} \quad (3.23)$$

Sisi kiri persamaan (3.23) adalah rasio torsi mulai dengan torsi beban penuh, parameter penting untuk aplikasi apa pun karena jelas tidak baik memiliki motor yang dapat menggerakkan beban sekali hingga kecepatan, tetapi keduanya memiliki torsi yang tidak mencukupi untuk memulai beban dari keadaan diam, atau (mungkin lebih kecil kemungkinannya) torsi mulai lebih dari yang diperlukan yang mengarah ke akselerasi yang terlalu cepat.

Di sisi kanan persamaan (3.23), pentingnya rasio mulai saat ini beban penuh telah ditekankan: secara umum diinginkan untuk meminimalkan rasio ini untuk mencegah regulasi tegangan pada sambungan suplai langsung pada aliran. Istilah lainnya adalah slip muatan penuh, yang, seperti yang telah kita lihat harus selalu serendah mungkin untuk memaksimalkan efisiensi motor.

Hal yang luar biasa tentang persamaan (3.23) adalah bahwa ia tidak mengandung hambatan rotor atau stator, atau reaktansi kebocoran. Ini menggarisbawahi fakta bahwa hasil ini, seperti yang diberikan dalam persamaan (3.20) dan (3.21), mencerminkan sifat fundamental yang berlaku untuk motor induksi.

Trade-off desain yang tak terhindarkan yang dihadapi oleh perancang mesin frekuensi konstan diungkapkan oleh persamaan (3.23). Kita biasanya ingin menjaga slip muatan penuh sekecil mungkin (untuk memaksimalkan efisiensi), dan untuk memulai langsung, semakin kecil arus awal, semakin baik. Tetapi jika kedua istilah di sisi kanan kecil, kita akan dibiarkan dengan torsi awal yang rendah, yang umumnya tidak diinginkan, dan oleh karena itu kita harus mencari kompromi antara kinerja awal dan beban penuh, seperti yang dijelaskan dalam Bab 2.

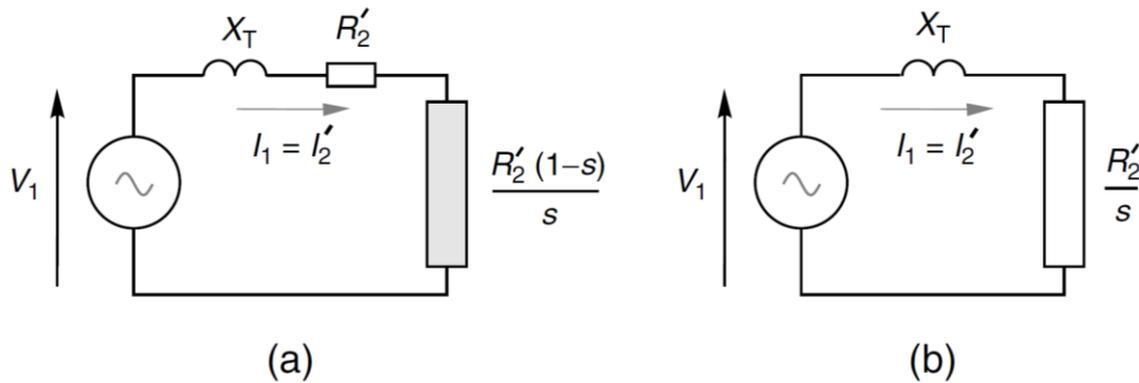
Harus diakui bahwa rasio arus dalam persamaan (3.23) menghubungkan arus beban (cabang rotor), arus magnetisasi diabaikan, sehingga pasti ada tingkat perkiraan. Tetapi untuk mayoritas mesin (mis. 2-kutub dan 4-kutub) persamaan (3.23) berlaku baik, dan mengingat kesederhanaan dan nilainya, mengejutkan bahwa itu tidak mencari dalam banyak buku teks 'mesin'.

Ketergantungan dari menarik keluar torsi pada parameter motor

Tujuannya di sini adalah untuk mengukur ketergantungan torsi maksimum atau tarik-keluar (*pull-out*) pada parameter rotor, di mana kita menggunakan model yang paling sederhana (tapi masih sangat berguna) seperti ditunjukkan pada Gambar 3.17. Cabang magnetising dan resistansi stator keduanya diabaikan, sehingga hanya ada satu arus, arus rotor yang disebut I'_2 sama dengan arus stator I_1 . Dari

dua bentuk yang ditunjukkan pada Gambar 3.17, kita akan fokus pada yang ada pada Gambar 3.17 (b), di mana resistensi rotor aktual dan fiktif digabungkan.

Sebagian besar diskusi akan didasarkan pada operasi normal, yaitu dengan tegangan yang diterapkan konstan pada frekuensi konstan.



Gambar 3.17 Sirkuit ekivalen untuk motor induksi dengan cabang magnetising diabaikan

Dalam praktiknya kedua kebocoran reaktansi dan resistansi rotor adalah parameter yang dapat dikendalikan oleh perancang, tetapi untuk menyederhanakan masalah di sini kita akan memperlakukan reaktansi sebagai konstan dan menganggap resistansi rotor sebagai variabel.

Kita akan menurunkan hubungan aljabar pertama, kemudian beralih ke pendekatan grafis yang lebih mencerahkan. Untuk mendapatkan hubungan torsi-slip kita akan menggunakan persamaan (3.20), yang menunjukkan bahwa torsi berbanding lurus dengan total daya rotor. Sepanjang bagian ini, perhatian utama kita adalah bagaimana perilaku motorik tergantung pada slip, terutama pada daerah motor dari $s = 0$ hingga $s = 1$. (Perawatan dapat dengan mudah diperluas untuk mencakup daerah pengereman dan pembangkit, tetapi tidak termasuk di sini.)

Analisis

Total daya rotor per fasa diberikan oleh

$$P_2 = P_{rotor} = (I'_2)^2 \frac{R'_2}{s} = \frac{V_1^2}{X_T^2 + (R'_2/s)^2} \frac{R'_2}{s} = V_1^2 \left(\frac{sR'_2}{R'_2^2 + s^2 X^2} \right) \quad (3.24)$$

Lambang kurung di sisi kanan persamaan (3.24) menunjukkan bagaimana torsi bervariasi dengan slip.

Pada nilai slip yang rendah (mis. Dalam kisaran normal operasi kontinu) di mana sX jauh lebih kecil dari resistansi rotor R'_2 , torsi menjadi sebanding dengan slip dan berbanding terbalik dengan resistansi rotor. Ini menjelaskan mengapa kurva kecepatan torsi yang telah kita lihat dalam Bab 1 dan 2 linier pada wilayah operasi normal, dan mengapa kurva menjadi lebih curam karena hambatan rotor berkurang.

Pada keadaan ekstrem yang lain, ketika slip adalah 1 (mis. Saat macet), kita biasanya menemukan bahwa reaktansi lebih besar dari resistansi, dalam hal ini istilah kurung dalam persamaan (3.24) berkurang menjadi R'_2/X^2 . Torsi awal kemudian sebanding dengan resistansi rotor, hasilnya juga dibahas pada Bab 1 dan 2.

Dengan membedakan lambang kurung dalam persamaan (3.24) sehubungan dengan slip, dan menyamakan hasilnya ke nol, kita dapat menggunakan slip di mana torsi maksimum terjadi. Slip untuk torsi maksimum ternyata diberikan oleh

$$S = \frac{R'_2}{X_T} \quad (3.25)$$

(Seorang ahli teori rangkaian dapat menuliskan persamaan ini dengan memeriksa Gambar 3.17, asalkan ia tahu bahwa kondisi untuk torsi maksimum bahwa daya pada rotor berada pada puncaknya.)

Mengganti slip untuk torsi maksimum dalam persamaan (3.24), dan menggunakan persamaan (3.21) kita memperoleh persamaan untuk torsi maksimum per fasa sebagai:

$$T_{max} = \frac{V_1^2}{\omega_s} \frac{1}{2X_T} \quad (3.26)$$

Dari dua persamaan ini kita melihat bahwa slip di mana torsi maksimum dikembangkan berbanding lurus dengan resistansi rotor, tetapi bahwa torsi puncak itu sendiri tidak tergantung pada resistansi rotor, dan bergantung terbalik pada reaktansi kebocoran.

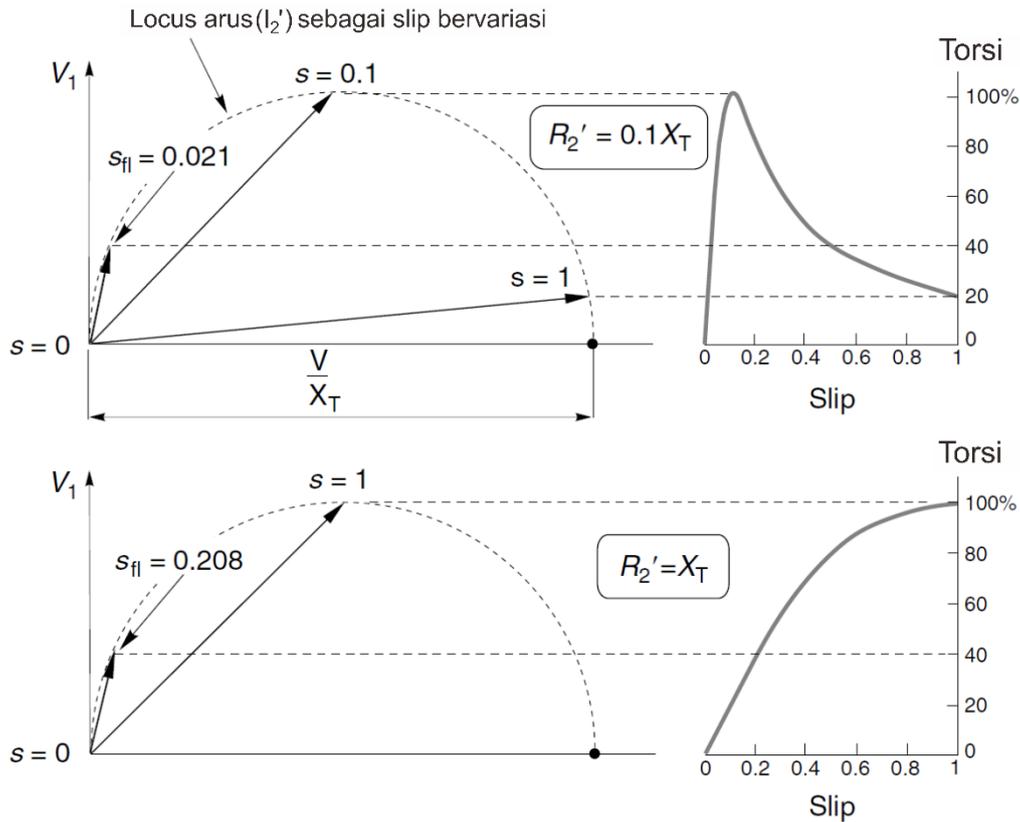
Interpretasi grafis melalui diagram fasor

Kita akan melihat diagram fasor saat ini karena slip bervariasi, untuk dua motor, keduanya memiliki reaktansi kebocoran yang sama, X_T . Satu motor akan mewakili ujung skala 'resistansi rendah' ($R'_2 = 0.1X_T$) sementara yang lain akan mewakili ujung 'resistansi tinggi' ($R'_2 = X_T$). Seperti sebelumnya, tegangan dan frekuensi konstan sepanjang.

Alasan untuk memilih reaktansi kebocoran total sebagai faktor umum yang menghubungkan kedua motor adalah karena lokus saat ini (lihat di bawah) kemudian sangat mirip, dan torsi puncaknya sama, yang membuatnya lebih mudah untuk membandingkan bentuk torsi - kurva slip.

Tempat (*Locus*) fasa arus beban karena slip bervariasi ditunjukkan di sisi kiri Gambar 3.18, sedangkan di sisi kanan kurva torsi-slip ditunjukkan.

Tempat arus dengan slip adalah setengah lingkaran, kondisi motor hanya memanjang pada rentang dari $s = 0$ ke $s = 1$. Titik yang berhubungan dengan $s = 0$ tak terbatas adalah penting karena ia menentukan diameter lokus sebagai V/X_T : itu adalah ditunjukkan oleh titik pada sumbu horizontal. Sisa lokus melingkar (tidak ditampilkan) sesuai dengan slip negatif, yaitu aksi generator.



Gambar 3.18 Locus arus yang diprediksi (diagram lingkaran) dan kurva kecepatan torsi untuk dua motor induksi yang dibahas pada Bagian 3.8.2, berdasarkan perkiraan rangkaian ekuivalen

Torsi sebanding dengan input daya rotor total, dan input daya rotor diberikan oleh $P_{rot} = V_1 I_2' \cos \phi_r$, di mana ϕ_r adalah sudut faktor daya rotor, yaitu sudut antara arus rotor yang dirujuk dan tegangan. Karena tegangannya konstan dan $I_2' \cos \phi_r$ adalah komponen arus 'fasa-in', yaitu komponen vertikal pada Gambar 3.18, maka torsi langsung berbanding lurus dengan proyeksi fasor arus ke tegangan, yaitu dengan ketinggian ujung arus di atas garis horizontal melalui titik yang menandai $s = 0$. Ini telah ditegaskan dalam Gambar 3.18 dengan menggambar kurva torsi-slip yang bersebelahan dengan skala yang dikalibrasi dalam hal torsi puncak (tarik-keluar), yang nilainya ditentukan oleh jari-jari lingkaran, seperti ditunjukkan dalam persamaan (3.26). Kurva ini mengkonfirmasi temuan dalam persamaan (3.25) bahwa torsi puncak tercapai ketika slip sama dengan rasio resistensi rotor terhadap reaktansi.

Kita mencatat bahwa walaupun motor dengan resistansi tinggi memiliki arus awal yang lebih rendah, motor ini menghasilkan torsi awal yang jauh lebih besar karena arus hanya menurunkan tegangan hingga 45° dibandingkan dengan suhu yang lebih dari 84° untuk motor dengan daya tahan rendah. Di sisi lain, gradien kurva torsi-slip di wilayah operasi normal jauh lebih curam untuk motor resistansi rendah, sehingga kecepatan penahannya saat perubahan beban lebih baik dan efisiensi beban penuh dapat lebih tinggi. Seperti dijelaskan dalam Bab 2, karakteristik yang sangat berbeda ini menunjukkan perlunya menyesuaikan motor dengan aplikasi.

Demi kelengkapan, kondisi beban-penuh juga telah diperlihatkan, berdasarkan spesifikasi yang dipilih secara sewenang-wenang bahwa torsi beban-penuh adalah 40% dari torsi tarikan, mis. $T_{po}/T_{fl} = 2.5$. Dengan batasan ini, slip beban penuh dan arus beban penuh dapat dihitung menggunakan persamaan (3.21), dan dengan demikian kita dapat menyusun tabel yang merangkum kinerja komparatif dari kedua motor.

Resistansi Rotor	$Sf - l$	Efisiensi beban Penuh (%)	$\frac{I_{st}}{I_f - l}$	$\frac{T_{st}}{T_f - l}$	$\frac{T_{po}}{T_f - l}$
Rendah ($R'_2 = 0.1X_T$)	0.021	93.9	4.85	0.5	2.5
Tinggi ($R'_2 = X_T$)	0.208	79.2	3.47	2.5	2.5

Titik beban penuh ditandai pada Gambar 3.18: wilayah operasi kontinu (dari tanpa beban ke beban penuh) menempati bagian yang relatif pendek dari tempat antara $s = 0$ (tanpa beban) hingga slip beban penuh di masing-masing kasus.

Seperti yang telah diamati, kinerja awal dan kecepatan rendah dari motor resistansi tinggi lebih unggul, tetapi efisiensi rotor beban penuh sangat buruk dan pemanasan rotor akan mencegah operasi kontinu pada slip setinggi 21% (kecuali jika itu adalah mesin slipring di mana sebagian besar perlawanan adalah eksternal). Pada kecepatan normal, motor dengan resistansi rendah lebih unggul, dengan efisiensi rotor yang jauh lebih besar dan kurva kecepatan torsi yang curam; tetapi torsi awalnya sangat rendah dan hanya bisa digunakan untuk beban tipe kipas, yang tidak memerlukan torsi awal yang tinggi.

Seperti dijelaskan dalam Bab 2, rotor sangkar-ganda (*double-cage*) atau rotor *deep-bar* menggabungkan keunggulan rotor resistansi tinggi dan resistansi rendah dengan memiliki sangkar (*cage*) luar dengan resistansi tinggi dan reaktansi yang relatif rendah, di mana sebagian besar frekuensi listrik mulai arus mengalir, dan sangkar dalam dari resistansi yang relatif rendah dan reaktansi tinggi. Yang terakhir ini berlaku saat kecepatan naik dan frekuensi rotor berkurang, sehingga pada kecepatan normal ia menjadi kandang yang dominan. Kurva torsi-kecepatan yang dihasilkan biasanya ditunjukkan pada Gambar 6.9 - menawarkan kinerja yang baik pada rentang kecepatan penuh.

Rangkaian ekuivalen untuk motor sangkar-ganda datang dalam berbagai pandangan, semua menggunakan dua cabang rotor paralel, dengan berbagai metode untuk memperhitungkan induktansi timbal balik yang signifikan antara sangkar.

Perawatan rangkaian motor induksi sangkar ganda sebaiknya diserahkan pada buku teks yang lebih khusus.

PENGUKURAN PARAMETER

Pengujian yang digunakan untuk mendapatkan parameter rangkaian ekuivalen dari sangkar motor induksi pada dasarnya sama dengan yang dijelaskan untuk transformator pada Bagian 3.4.5.

Untuk mensimulasikan pengujian 'rangkaiannya terbuka' kita perlu menjalankan motor dengan slip nol, sehingga resistansi sekunder (rotor) yang dirujuk (R'_2/s) menjadi tidak terbatas dan arus rotor benar-benar nol. Tetapi karena torsi motor nol pada kecepatan sinkron, satu-satunya cara kita dapat mencapai nol slip adalah dengan menggerakkan rotor dari sumber lain, mis. motor sinkron. Ini hampir tidak pernah diperlukan karena ketika poros dibongkar, torsi tanpa beban biasanya sangat kecil dan slip cukup dekat dengan nol sehingga perbedaannya tidak masalah. Dari pembacaan tegangan input, arus dan daya (per fasa) parameter dari cabang magnetising (lihat Gambar 3.16) diturunkan seperti dijelaskan sebelumnya. Gesekan tanpa-beban dan kerugian akibat *windage* akan digabungkan dengan kerugian besi dan dipresentasikan dalam resistor paralel-praktik yang memuaskannya selama tegangan dan frekuensi tetap konstan.

Pengujian hubung singkat transformator menjadi pengujian rotor yang terkunci untuk motor induksi. Dengan menjepit rotor sehingga kecepatannya nol dan slipnya satu, rangkaian ekuivalennya menjadi sama dengan transformator hubung singkat. Parameter resistansi total dan kebocoran reaktansi berasal dari pengukuran tegangan, arus dan daya seperti yang telah dijelaskan. Dengan sangkar motor, resistansi rotor jelas tidak dapat diukur secara langsung, tetapi resistansi stator dapat diperoleh dari pengujian d.c. dan karenanya resistansi rotor yang dimaksud dapat diperoleh.

RANGKAIAN EKUIVALENEN DI BAWAH KONDISI FREKUENSI VARIABEL

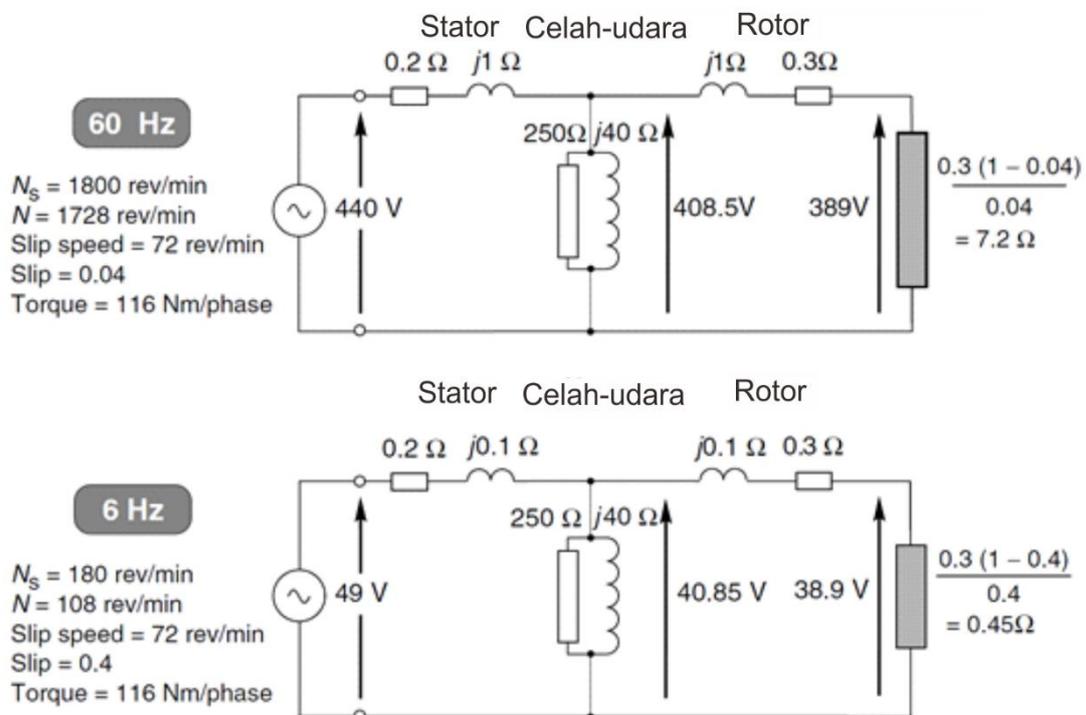
Keindahan rangkaian ekuivalen konvensional yang telah kita jelajahi adalah bahwa segala sesuatu terjadi pada frekuensi suplai, dan kita tidak perlu repot bahwa kenyataannya arus rotor berada pada frekuensi slip. Selain itu ada perkiraan yang dapat kita buat untuk menyederhanakan analisis dan perhitungan, seperti memindahkan cabang magnetisasi ke sisi kiri, dan mengabaikan resistansi stator dalam semua perhitungan kecuali efisiensi.

Tetapi motor induksi semakin banyak sekarang beroperasi dari inverter frekuensi-variabel, frekuensi (dan tegangan) yang bervariasi tidak hanya untuk mengontrol kecepatan kondisi-mapan (*steady-state*), tetapi juga untuk memutar torsi selama akselerasi dan perlambatan. Oleh karena itu, dua pertanyaan yang mungkin kita ajukan adalah (a) apakah rangkaian ekuivalen tetap valid selain frekuensi listrik; dan (b) jika demikian, apakah perkiraan yang telah dikembangkan untuk operasi frekuensi listrik tetap bermanfaat?

Jawaban atas pertanyaan (a) adalah bahwa bentuk rangkaian ekuivalen tidak tergantung pada frekuensi suplai. Ini diharapkan karena kita hanya mewakili dalam rangkaian yang menghubungkan rangkaian listrik dan magnetik yang bersama-sama membentuk motor, dan sifat-sifat fisik ini tidak bergantung pada frekuensi eksitasi.

Jawaban atas pertanyaan validitas perkiraan kurang langsung, tetapi secara umum semua yang sejauh ini telah dikatakan berlaku kecuali pada frekuensi rendah, katakan di bawah sekitar 10 Hz untuk 50 Hz atau 60 Hz motor. Ketika frekuensi mendekati nol, *volt-drop* karena resistensi stator menjadi penting, seperti yang diperlihatkan contoh di bawah ini.

Pertimbangkan contoh yang dipelajari di Bagian 3.7, dan anggaplah kita mengurangi frekuensi suplai dari 60 menjadi 6 Hz. Semua reaktansi rangkaian ekuivalen berkurang menurut sebuah faktor dari 10, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.19, yang mengasumsikan operasi pada torsi (terukur) yang sama untuk kedua kasus. Kita dapat melihat langsung bahwa pada 60 Hz reaktansi kebocoran stator dan rotor lebih besar dibandingkan dengan resistansi masing-masing, dimana yang benar adalah 6 Hz, sehingga kita mungkin mengharapkan perbedaan yang signifikan dalam perilaku rangkaian.



Gambar 3.19 Perbandingan parameter rangkaian ekuivalen pada 60 Hz dan 6 Hz

(Harus ditunjukkan bahwa perhitungan yang diperlukan untuk menurunkan tegangan pada 6 Hz tidak sepele, karena pembaca mungkin ingin memverifikasi.)

Kita akan melihat ketika kita mempelajari kontrol kecepatan frekuensi variabel dalam Bab Inverter-fed pengendali motor induksi bahwa untuk mendapatkan yang terbaik dari motor kita akan memerlukan fluks untuk menjadi konstan dan kecepatan slip (dalam putaran/menit) harus sama ketika motor diperlukan untuk mengembangkan torsi beban penuh.

Untuk menjaga fluks celah udara konstan, kita perlu memastikan bahwa arus magnetisasi tetap sama ketika kita mengurangi frekuensi. Kita tahu bahwa pada 6 Hz reaktansi magnetisasi adalah sepersepuluh dari nilainya pada 60 Hz, sehingga tegangan V_m harus dikurangi dengan faktor 10, dari 408.5 menjadi 40.85 V, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.19. (Kita sebelumnya menetapkan

bahwa kondisi untuk fluks konstan dalam transformator ideal adalah bahwa rasio V/f harus tetap konstan: di sini kita melihat bahwa apa yang disebut 'tegangan celah udara' (V_m) adalah salah satu yang penting.)

Dalam Bagian 3.7 kita mempertimbangkan operasi pada 60 Hz, yang kecepatan sinkronnya adalah 1800 rev/mnt dan kecepatan pengenal 1728 rev/mnt. Ini memberikan kecepatan slip 72 putaran/menit dan slip 0,04. Pada 6 Hz kecepatan sinkron adalah 180 putaran/menit, jadi untuk kecepatan putaran yang sama dari 72 putaran/menit slip baru adalah 0.4. Ini menjelaskan mengapa resistansi 'beban' 3.2Ω pada 60 Hz menjadi hanya 0.45Ω pada 6 Hz, sedangkan resistansi rotor total yang dirujuk berkurang dari 3.5Ω pada 60 Hz menjadi 0.75Ω pada 6 Hz.

Tegangan 60 Hz yang ditunjukkan pada bagian atas Gambar 3.19 dihitung pada Bagian 3.7. Untuk mendapatkan torsi yang sama pada 6 Hz seperti pada 60 Hz, kita dapat melihat dari persamaan (3.20) bahwa daya rotor harus berkurang secara proporsional dengan frekuensi, yaitu dengan faktor 10. Resistensi rotor telah berkurang dengan faktor 10 jadi kita berharap tegangan rotor juga berkurang dengan faktor 10. Hal ini dikonfirmasi pada Gambar 3.19, di mana tegangan rotor pada 6 Hz adalah 38.9 V. (Ini berarti arus rotor (51.9 A) pada 6 Hz adalah sama seperti pada 60 Hz, adalah apa yang kita harapkan mengingat bahwa untuk torsi yang sama kita mengharapkan arus aktif yang sama.) dari pekerjaan yang sebelumnya (dari V_m) kita dapat memperoleh tegangan input yang diperlukan, yaitu 49 V.

Jika kita menggunakan rangkaian perkiraan, di mana cabang magnetising dipindahkan ke sisi kiri, kita akan mengasumsikan bahwa untuk menjaga amplitudo gelombang fluks konstan, kita harus mengubah tegangan sesuai dengan frekuensi, di mana kasus kita akan memutuskan bahwa tegangan input pada 6 Hz harus 44 V, bukan 49 V yang benar-benar diperlukan. Dan jika kita telah mensuplai 44 V daripada 49 V, torsi pada kecepatan yang diinginkan hampir 20% di bawah harapan kita, jelas signifikan dan menggarisbawahi bahaya dengan membuat asumsi yang tidak adil ketika beroperasi pada frekuensi rendah.

Dalam contoh ini *volt-drop* 10 V melintasi hambatan stator jauh lebih signifikan pada 6 Hz daripada pada 60 Hz, karena dua alasan. Pertama, pada 6 Hz tegangan terpakai (beban) adalah 38,9 V sedangkan pada 60 Hz tegangan beban 389 V: jadi penurunan tetap 10 V yang mungkin dianggap diabaikan dibandingkan dengan 389 V tentu tidak dapat diabaikan dibandingkan dengan 38.9 V. Dan kedua, ketika beban dominan resistif, seperti di sini, besarnya pengurangan tegangan suplai karena impedansi seri yang diberikan jauh lebih besar jika impedans resistif daripada jika reaktif. Hal ini dibahas dalam Bagian 1 Bab 2.

ULASAN PERTANYAAN

1. Belitan primer transformator ideal diberi nilai 240 V, 2 A. Sekunder memiliki setengah belitan sebanyak primer. Hitung tegangan dan arus nominal sekunder.

2. Sebuah transformator ideal memiliki 200 putaran pada belitan primernya dan 50 putaran pada belitan kedua. Jika resistansi 5V terhubung ke sekunder, berapakah impedansi semu yang terlihat dari primer?
3. Sebuah transformator listrik 240 V/20 V, 50 Hz yang ideal mensuplai beban sekunder yang terdiri dari resistansi 30V. Hitung arus dan daya primer.
4. Jika celah udara kecil dibuat di inti besi transformator, sehingga meningkatkan keengganan rangkaian magnetik, apa efeknya pada hal berikut:
 - Arus tanpa beban, dengan arus utama disuplai pada nilai tegangan.
 - Reaktansi magnetisasi.
 - Tegangan sekunder.
5. Perkiraan parameter rangkaian ekuivalen transformator yang mengumpankan beban resistif adalah $R_T = 0.1 \Omega$; $X_T = 0.5 \Omega$; $X_m = 30\Omega$, dan resistansi beban penuh yang dimaksud adalah 10V. Perkirakan persentase penurunan tegangan sekunder antara tanpa-beban dan beban-penuh, dan arus hubung singkat sebagai kelipatan dari arus beban-penuh.
6. Motor induksi 2-kutub, 60 Hz tertentu memiliki stator yang sama dan resistensi rotor yang dirujuk, dan di bawah kondisi rotor yang terkunci input daya total adalah 12 kW. Perkirakan torsi awal.
7. Motor induksi *single-cage* 5 kW, 6-pole, 950 rev/min, 50 Hz membutuhkan lima kali arus beban penuh dalam start langsung pada aliran listrik. Perkirakan torsi awal.
8. Apa efek yang akan terjadi pada peningkatan 10% dalam reaktansi kebocoran pada motor induksi sangkar tunggal terhadap (a) torsi *pull-out*, (b) *slippull-out*; (c) slip muatan penuh, (c) arus awal.
9. Motor induksi mengembangkan torsi pengenal dengan slip 3,5% ketika rotor dingin. Jika resistansi rotor 20% lebih tinggi ketika motor berada pada suhu normal, pada slip apa ia akan menghasilkan torsi pengenal? Jelaskan jawaban Anda menggunakan rangkaian ekuivalen.
10. Asumsikan bahwa perkiraan rangkaian ekuivalen akan digunakan dalam pertanyaan ini. Motor induksi memiliki arus magnetisasi sebesar 8 A. Pada beban penuh, arus beban yang dirujuk adalah 40 A, yang ketinggalan tegangan suplai hingga 15° . Perkirakan arus suplai dan faktor daya pada beban penuh dan ketika slip adalah setengah dari nilai beban penuh. Nyatakan asumsi apa pun.
11. Slip beban penuh dari motor induksi 2 kutub pada 50 Hz adalah 0,04. Perkirakan kecepatan di mana motor akan mengembangkan torsi pengenal jika frekuensi dikurangi menjadi (a) 25 Hz, (b) 3 Hz. Asumsikan bahwa dalam kedua kasus tegangan disesuaikan untuk mempertahankan fluks celah udara penuh. Hitung slip yang sesuai dalam kedua kasus, dan jelaskan mengapa kondisi kecepatan sangat rendah tidak efisien. Jelaskan dengan menggunakan rangkaian yang sama mengapa arus muatan penuh akan sama dalam ketiga kasus.