

فصل اول

موتور سوئیچ رلوکتانس

۱-۱- مقدمه

موتور سوئیچ رلوکتانس موتوری است که گشتاور در اثر تمایل قسمت متحرک (رتور) به موقعیت اندوکتانس ماکزیمم (L_{max}) یا می نیمم رلوکتانس (R_{min}) تولید می شود. هر فاز هنگامی تحریک می شود که اندوکتانس در حال افزایش باشد.

موتور رلوکتانس سنکرون

استاتور صاف

سیم پیچی روی استاتور از نوع توزیع شده

تحریک یک دستگاه چندفاز از جریان های سینوسی

تغییرات اندوکتانس به صورت سینوسی

موتور سوئیچ رلوکتانس

استاتور و رتور قطب برجسته

سیم پیچی فقط روی استاتور از نوع متمرکز

تحریک ترکیبی از پالس های جریان که به نوبت به

سیم پیچی ها وارد می شود

شار پیوندی (λ) به شکل مثلثی یا دنداناره ای

فیدبک موقعیت رتور برای سنکرون کردن کموتاسیون جریان های فاز با موقعیت رتور استفاده می شود. کاربرد موتور SR برای توان تا 300kw با بازده بالا.

تاریخچه موتور

اولین بار این موتور در سال ۱۸۳۸ برای کشیدن یک لکوموتیو استفاده شد.

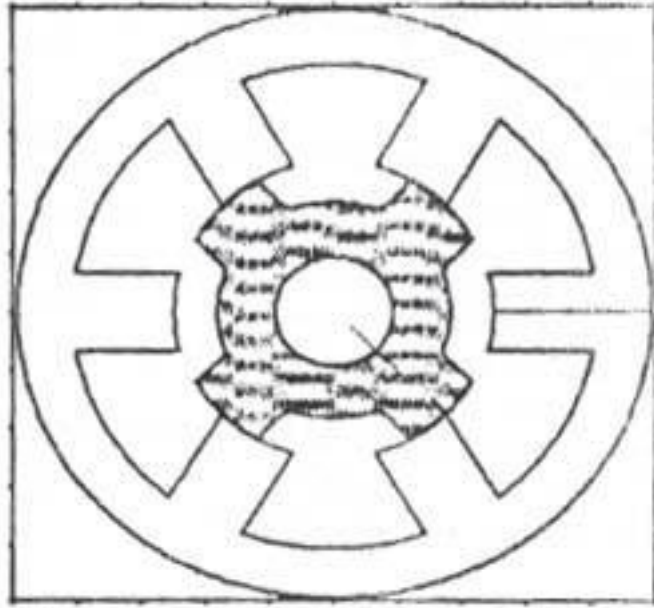
۱-۲- اصول تبدیل انرژی

موتور ۶/۴ یعنی ۶ قطب (دندان) روی استاتور و ۴ قطب (دندان) روی رتور وجود دارد. موتور سه فاز است و هر فاز از دو قطب تشکیل می شود.

وضعیت ناهم راستایی کامل Unaligned

موقعیتی که در آن مطابق شکل ۱-۱ بیشترین رلوکتانس یا کمترین اندوکتانس را برای یک فاز داریم.

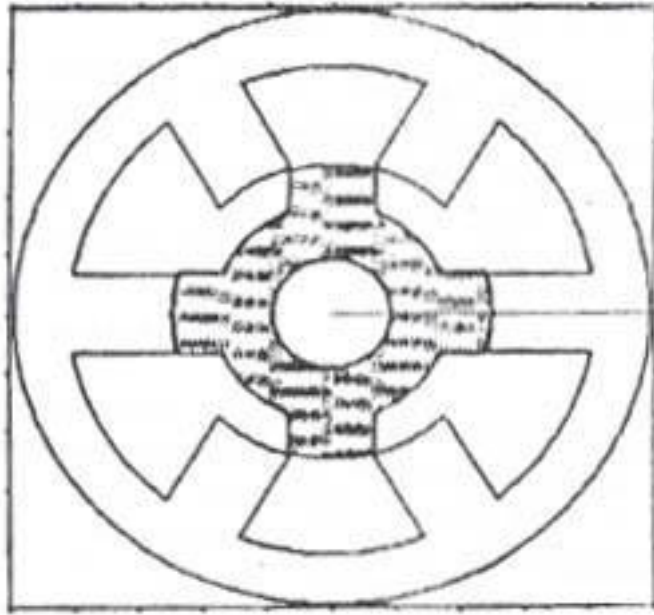
$$L = \frac{N^2}{R}$$



شکل ۱-۱- موقعیت ناهمراستایی کامل

وضعیت هم راستایی کامل Aligned

موقعیتی که در آن مطابق شکل ۲-۱ کمترین رلوکتانس یا بیشترین اندوکتانس را برای یک فاز داریم.



شکل ۱-۲- موقیعت همراستایی کامل

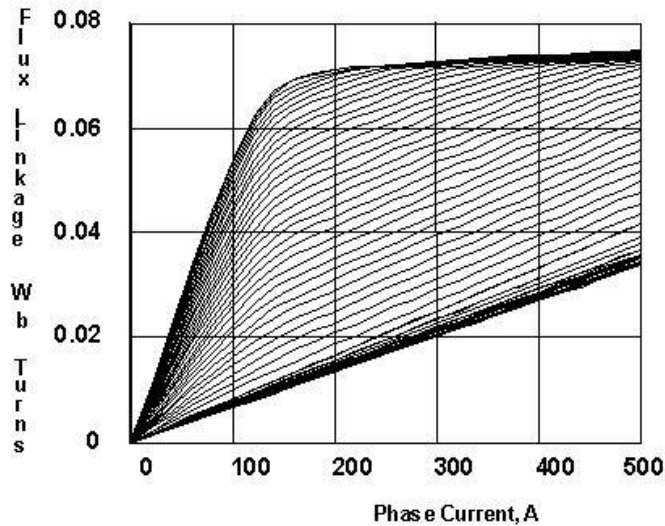
در وضعیت هم راستایی کامل رلوکتانس کمترین مقدار خود را دارد و برطبق $\varphi = \frac{mmF}{R}$ ، شار درون مدار مغناطیسی ماشین زیاد است و ماشین به اشباع می رود. هرچه از حالت هم راستایی کامل به سمت ناهم راستایی کامل می رویم نقطه شروع اشباع مطابق شکل ۱-۳ دیرتر رخ می دهد. به عبارت دیگر تغییرات اندوکتانس نزدیک وضعیت Aligned بیشتر است.

با فرض $\mu = 0$ ، رلوکتانس فاصله هوایی به سادگی قابل محاسبه است و از روی آن اندوکتانس در وضعیت ناهم راستایی کامل به دست می آید.

$$\zeta = \frac{2\pi}{N_r} \text{ : گام قطب}$$

که در آن:

N_r : تعداد دندان‌های رتور

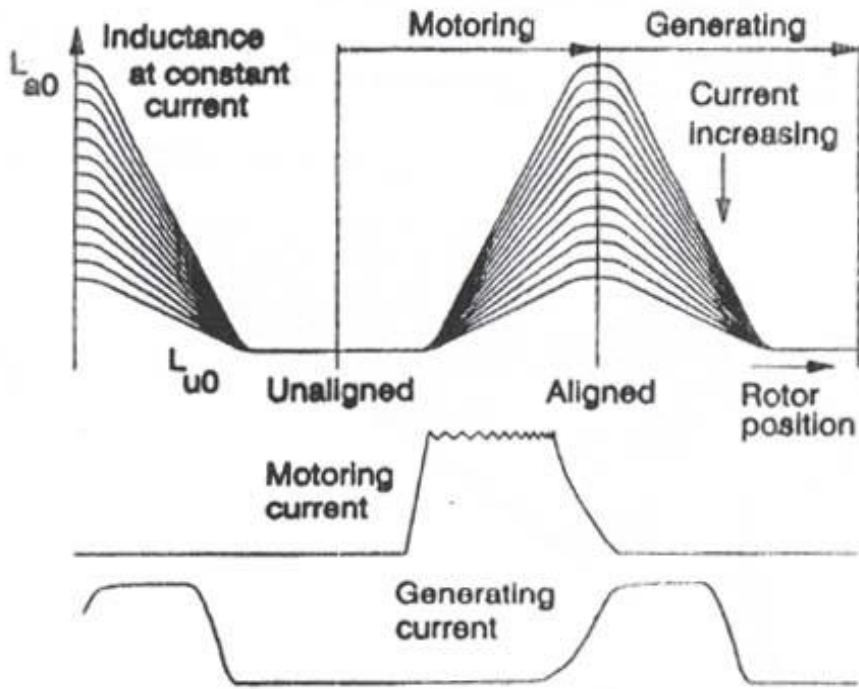


شکل ۱-۳- مشخصه استاتیکی شار پیوندی با یک فاز

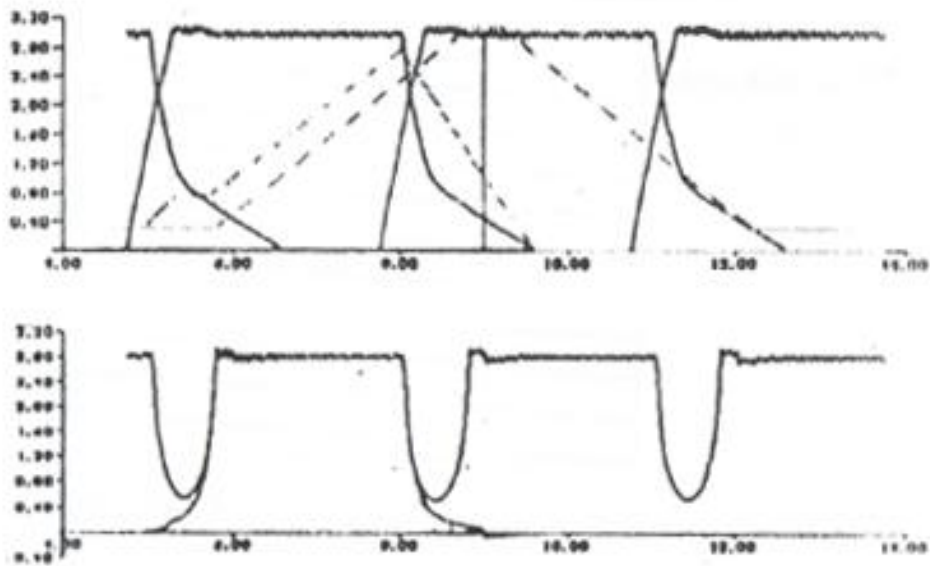
۱-۲-۱- گشتاور لحظه ای

با جاری شدن جریان در سیم پیچی استاتور، رتور به سمت موقعیتی که $L = L_{max}$ است حرکت می کند. همانطور که در شکل ۱-۴ نشان داده شده است، حالت موتوری که در آن گشتاور تولید می شود موقعی اتفاق می افتد که رتور بین وضعیت *Aligned* و *Unaligned* باشد. به عبارت دیگر هنگام افزایش اندوکتانس تولید گشتاور داریم. بنابراین هر فاز تنها در گام قطب دارای گشتاور است.

یکی از مشکلات این موتور وجود ریپل گشتاور (*Torque ripple*) در شکل موج گشتاور لحظه ای موتور است که باعث سروصدا می گردد. ریپل گشتاور در شکل ۱-۵ به وضوح مشاهده می شود. این مسئله در نوع ۶/۴ بیشتر نمایان است. با پهن کردن عرض قطب های استاتور و رتور می توان آن را بهبود داد ولی این کار مشکل دیگری را سبب می شود. جا برای سیم پیچی های کمتر می شود، مقاومت سیم پیچی بالا می رود و تلفات RI^2 بیشتر می گردد و در نتیجه راندمان پائین می آید. در موتور با تعداد فازهای بالاتر، گشتاور صاف تر می گردد.



شکل ۱-۴- ناحیه عملکرد موتوری و ژنراتوری

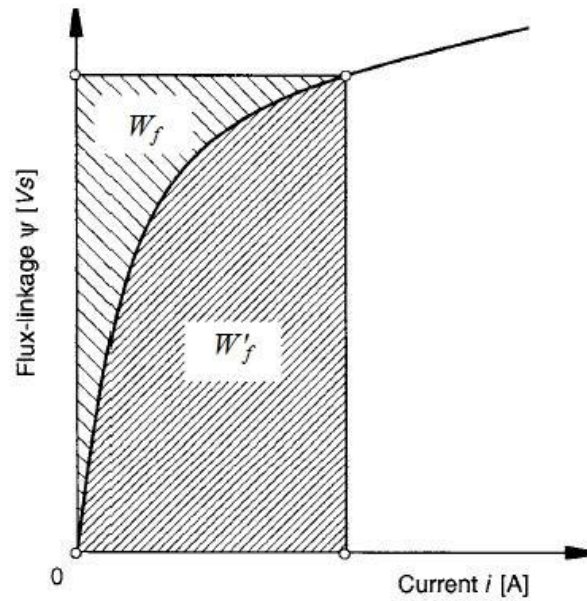


شکل ۱-۵- گشتاور لحظه‌ای

گشتاور تولیدی هر فاز از رابطه زیر می‌تواند محاسبه شود:

$$T = \frac{\partial W'_f}{\partial \theta} \Big|_{i = \text{const}}$$

که در آن W'_f کوانرژی است و در شکل ۱-۶ نشان داده شده است.



شکل ۱-۶- انرژی و کوانرژی

در جابجایی از A به B در شکل ۱-۷ انرژی مبادله شده با منبع ΔW_e برابر است با:

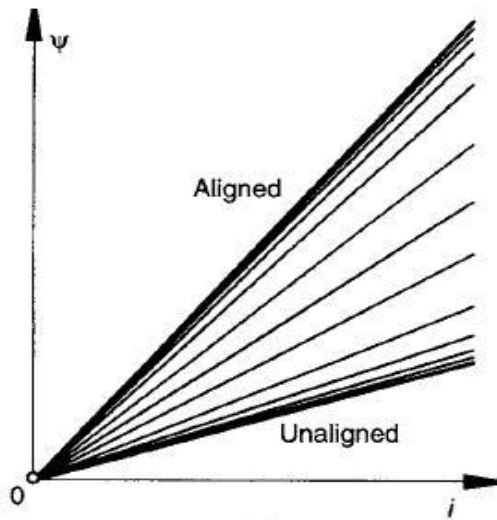
$$\Delta W_e = S_{ABCD}$$

تغییرات انرژی مغناطیسی ΔW_f در این حالت برابر است با:

$$\Delta W_f = S_{OBC} - S_{OAD}$$

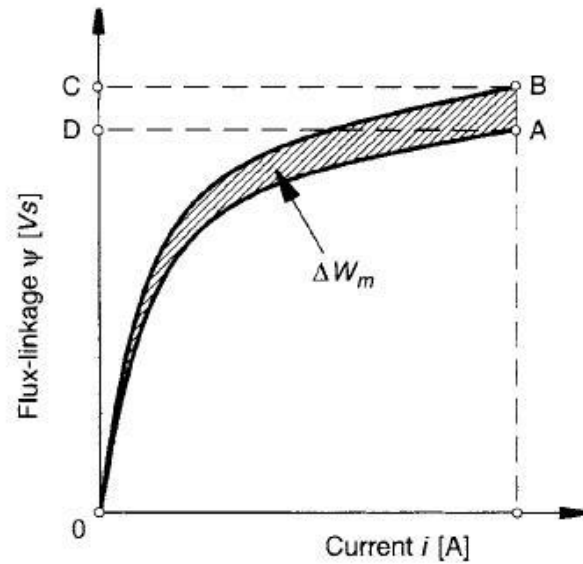
$$\Delta W_e = \Delta W_m + \Delta W_f \quad \rightarrow \quad \Delta W_m = S_{ABCD} - (S_{OBC} - S_{OAD}) = S_{OABO} = \Delta W'_f$$

$$T \Delta\theta = \Delta W'_f \quad \rightarrow \quad T = \left. \frac{\partial W'_f}{\partial \theta} \right|_{i = \text{const}}$$



شکل ۸-۱- مشخصه استایکی شار پیوندی برای یک

ساختار خطی



شکل ۷-۱- حرکت بسیار آرام

اگر هسته به اشباع نرود، مشخصه $\lambda - i$ مطابق شکل ۸-۱ خطی است و داریم:

$$W'_f = W_f = \frac{1}{2} L i^2$$

و در نتیجه:

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

گشتاور متوسط

در صورتی که با استفاده از $T = \frac{\partial W'_f}{\partial \theta} | i = \text{const}$ ، گشتاور لحظه‌ای پیش‌بینی شده باشد، می‌توان از روی آن مقدار گشتاور متوسط را به دست آورد.

روشی دیگر در تعیین گشتاور متوسط آنچنان که در شکل ۹-۱ نشان داده شده است، استفاده مستقیم از مشخصه استایکی شار پیوندی با یک فاز $\lambda - i$ است.

الف- روشن شدن فاز

انرژی انتقالی در این حالت عبارت است از:

$$W_{\text{انتقالی}} = W_{\text{mt}} + W_{\text{fc}}$$

که در آن:

W_{mt} : کار مکانیکی انجام شده

W_{fC} : انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی

فرض کنید موتور با سرعت ثابت می چرخد. ولتاژ به فاز اعمال می شود ($V_s = V$) و طبق معادله ولتاژ فاز:

$$V = Ri + \frac{d\Psi}{dt} \rightarrow \Psi = \int (V - Ri) dt$$

تغییرات Ψ (یا شار) نسبت به θ خطی است.
 $\xrightarrow[V = \text{const.}]{R = \text{کوچک}}$

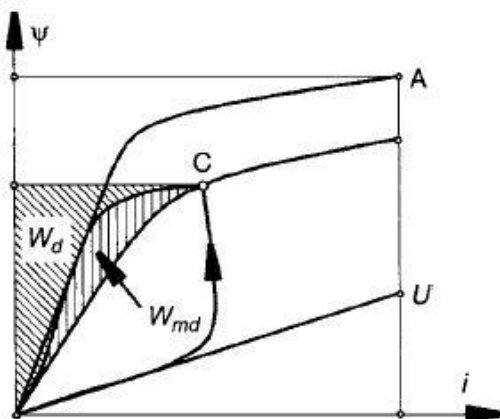
اندوکتانس حول وضعیت ناهمراستایی کامل مقدارش کم است و جریان به صورت خطی افزایش می یابد. با شروع هم پوشانی قطبها، اندوکتانس افزایش می یابد و ولتاژ ضدمحرکه ساخته می شود و نرخ افزایش جریان کاهش می یابد (مسیر OC در شکل ۱-۹-الف)

ب- خاموش شدن فاز

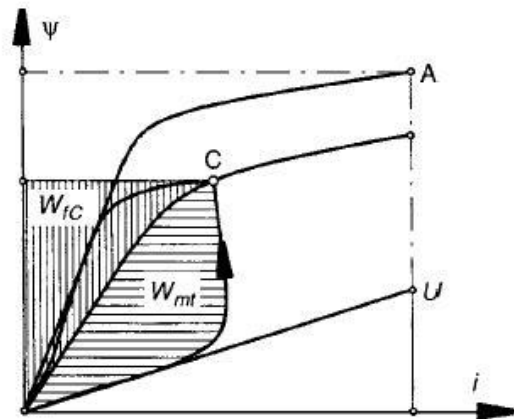
در نقطه C کموتاسیون رخ می دهد و فاز خاموش می شود. جریان شروع به کم شدن می کند تا به صفر برسد. کار انجام شده در این حالت برابر است با:

$$W_{md} = W_{fC} - W_d$$

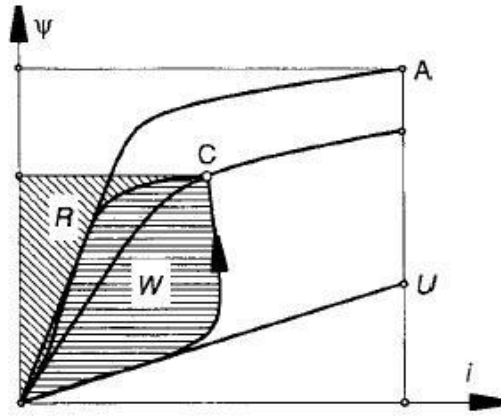
که در آن W_d انرژی بازگردانده شده به منبع می باشد.



(ب)



(الف)



(ج)

شکل ۹-۱- مسیر حرکت روی مشخصه استایکی شار پیوندی: (الف) پریود روشن شدن فاز، (ب) پریود خاموش شدن فاز، (ج) یک دوره کامل تحریک

نهایتاً مطابق شکل ۹-۱-ج کار انجام شده در این حرکت معادل سطح هاشور خورده W است.

در این حالت حرکت رتور به اندازه یک زاویه ضربه است:

$$\zeta = \frac{2\pi}{m N_r} \text{ : زاویه ضربه}$$

که در آن m تعداد فاز و N_r تعداد قطب‌های رتور است. کار انجام شده مزبور که معادل W است برابر با $T \times d\theta$ است که $d\theta$ معادل زاویه ضربه است. بنابراین، مقدار گشتاور متوسط برابرست با:

$$T = \frac{m N_r}{2\pi} W$$

۳-۱- طراحی موتور سوئیچ رلوکتانس

۱-۳-۱- تعاریف

موتور SR منظم: قطب های استاتور و رتور به فواصل برابر حول ساختار ماشین قرار دارند و متقارن اند حول خطوط مرکزیشان.

موتور SR نامنظم: موتوری که منظم نیست.

ناحیه گشتاور مطلق: ناحیه ای که در آن یک فاز بتواند گشتاور غیر صفر تولید کند. این ناحیه معادل π/N_r است که در آن N_r برابر تعداد قطبهای رتور است.

ناحیه گشتاور مؤثر: زاویه ای است که در آن که یک فاز بتواند گشتاوری قابل قیاس با گشتاور اسمی تولید کند. این ناحیه تقریباً برابر کمان قطب استاتور β_S است.

زاویه ضربه (Stroke angle): زاویه حرکت در هر بار تحریک موتور است و از رابطه زیر بدست می آید:

$$\zeta = \frac{2\pi}{m N_r}$$

که در آن:

m : تعداد فاز

N_r : تعداد قطب رتور

$$\rho_A = \frac{\text{ناحیه گشتاور مطلق}}{\text{زاویه ضربه}} = \frac{\pi/N_r}{2\pi/m N_r} = \frac{m}{2}$$

نسبت هم پوشانی مطلق:

$$\rho_E = \frac{\text{ناحیه گشتاور مؤثر}}{\text{زاویه ضربه}} = \frac{\beta_S}{\zeta}$$

نسبت هم پوشانی مؤثر:

همواره $\rho_E < \rho_A$ و برای داشتن یک گشتاور راهانداز خوب $\rho_{E,min} = 1$ لازم است.

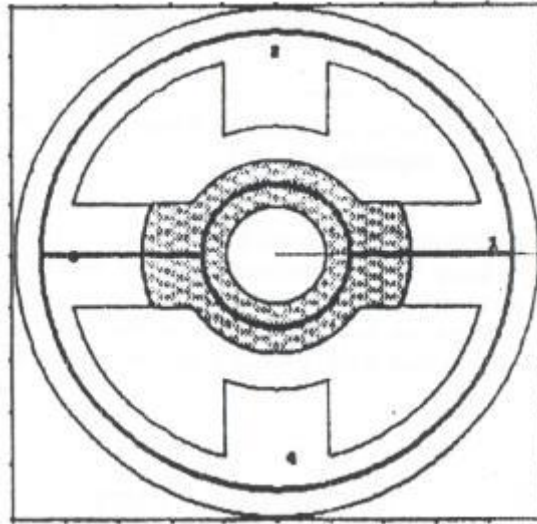
۱-۳-۲- انواع مختلف SRM

موتور دو فاز

$$\rho_A = \frac{m}{2} = \frac{2}{2} = 1 \quad \xrightarrow{\rho_E < \rho_A} \quad \rho_E < 1$$

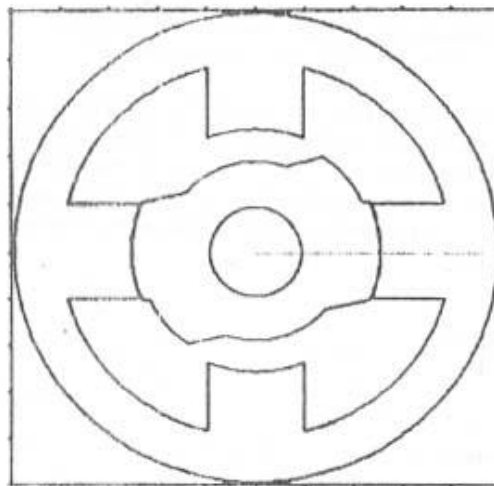
موتور SR دو فاز منظم که در شکل ۱-۱۰ برش عرضی آن به نمایش گذاشته شده است، غیر عملی است زیرا

$\rho_{E,min} = 1$ است.

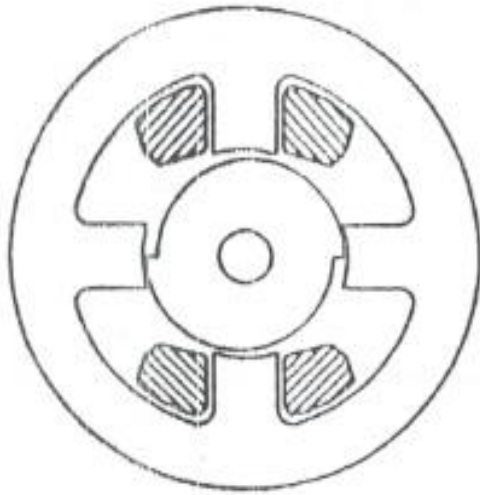


شکل ۱۰-۱- برش عرضی یک $SRM^{4/2}$

برای وضعیت نشاد داده شده در شکل ۱۰-۱ ، رتور اصطلاحاً قفل کرده و نمی تواند راه اندازی شود.
مشکل راه اندازی اینگونه موتورها می تواند با به هم زدن تقارن در ساختار رتور مطابق شکل های ۱۱-۱ و ۱۲-۱ مرتفع گردد.

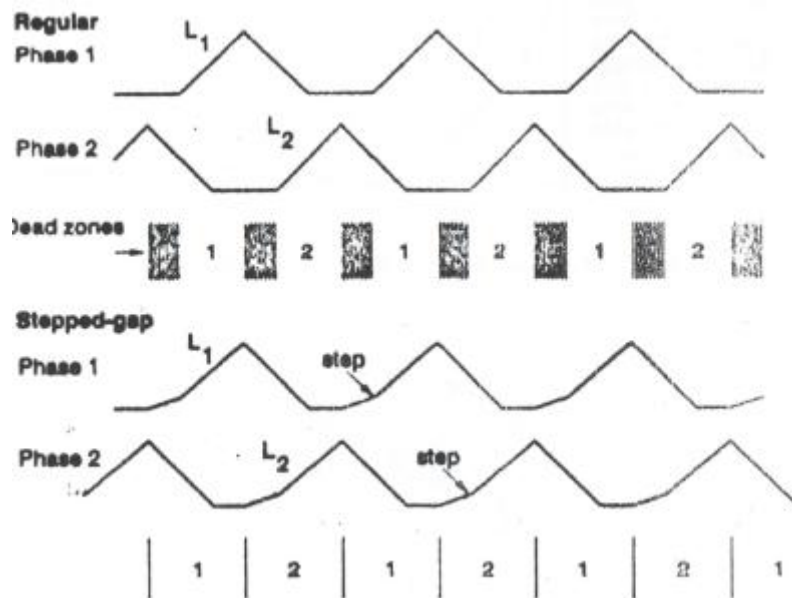


شکل ۱۱-۱- موتور با فاصله هوایی پله ای



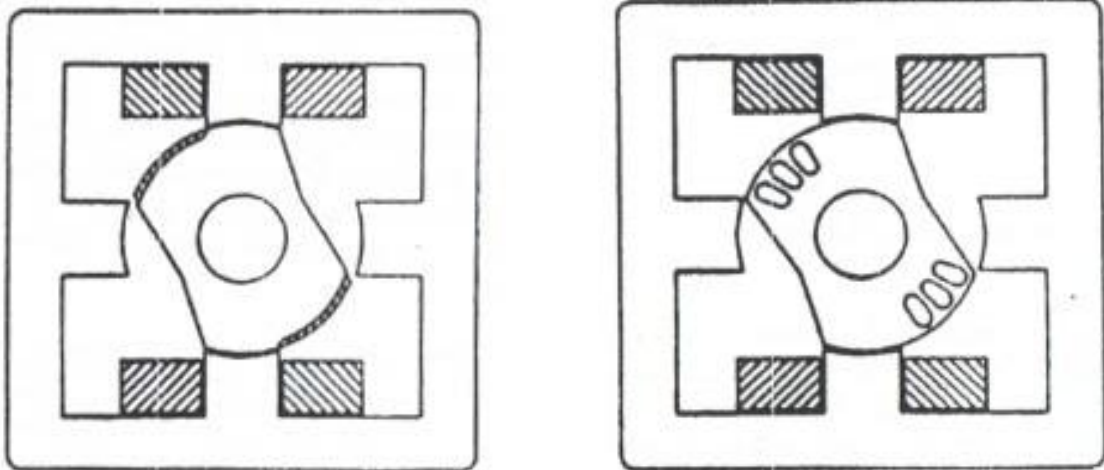
شکل ۱-۱۲- موتور با ساختار snail-cam

نواحی مرده (Dead Zone) با تغییر شکل رتور مطابق شکل ۱-۱۳ در مقایسه با $SRM^{4/2}$ منظم کاهش می یابد.



شکل ۱-۱۳- نمایش نواحی مرده

ساختارهای دیگر پیشنهادی برای حل مشکل راه اندازی موتور دو فاز در شکل ۱-۱۴ نمایش داده شده است.



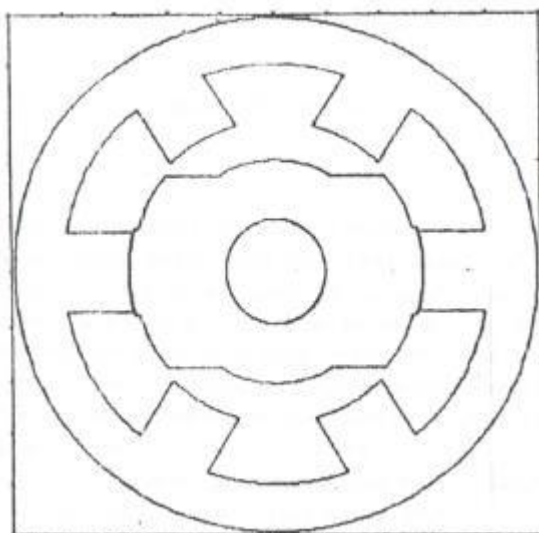
شکل ۱-۱۴- ساختارهای پیشنهادی برای حل مشکل راه اندازی

موتورهای سه فاز

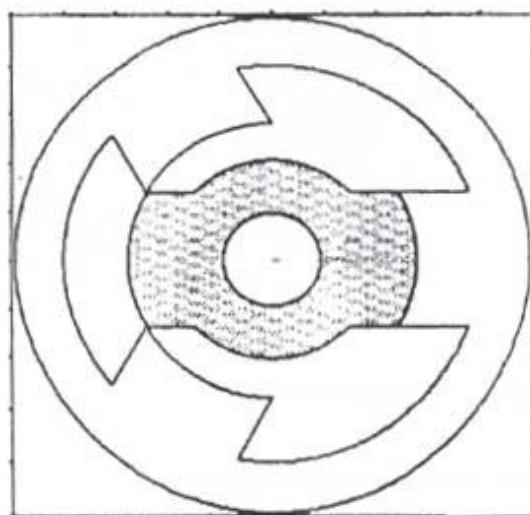
$$m = 3 \quad \rightarrow \quad \rho_A = 1.5 \quad \rho_E \geq 1$$

در نتیجه ساخت موتور سه فاز منظم امکان پذیر است.

اولین انتخاب در شکل ۱-۱۵ نشان داده شده است. مدار مغناطیسی نامتقارن این موتور باعث غیرعملی بودن آن می گردد. برای متعادل کردن نیروهای شعاعی، تعداد قطبهای استاتور مطابق شکل ۱-۱۶ دو برابر می شود.



شکل ۱-۱۶- ساختار موتور دارای نیروهای شعاعی متعادل



شکل ۱-۱۵- اولین ساختار پیشنهادی برای موتور سه فاز

برای ساختار نشان داده شده در شکل ۱-۱۶ داریم:

ناحیه گشتاور $\simeq 55^\circ$

$$\zeta = \frac{360^\circ}{m N_r} = \frac{360}{3 \times 2} = 60^\circ, \quad \rho_E = \frac{\text{ناحیه گشتاور مؤثر}}{\text{زاویه ضربه}}$$

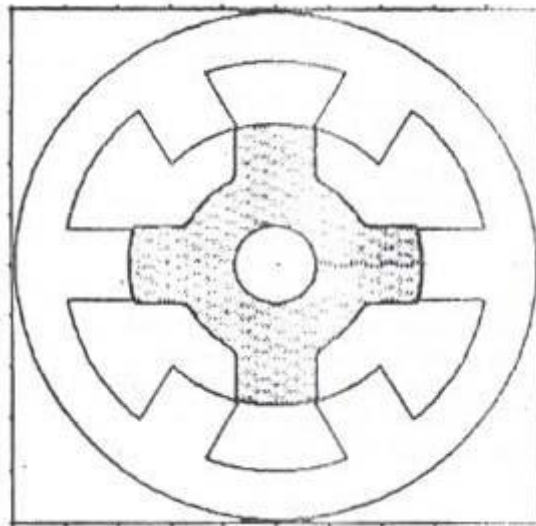
($\rho_E \geq 1$ برای گشتاور راه انداز خوب)

انتخاب دیگر دو برابر کردن قطب های رتور همچون استاتور ($6/4$ SRM) مطابق شکل ۱۷-۱ می باشد.

$$\left. \begin{array}{l} \text{زاویه ضربه: } \zeta = \frac{360}{3 \times 4} = 30^\circ \\ \text{ناحیه گشتاور مؤثر: } \beta_S = 30^\circ \end{array} \right\} \longrightarrow \rho_E = \frac{\beta_S}{\epsilon} = \frac{30}{30} = 1$$

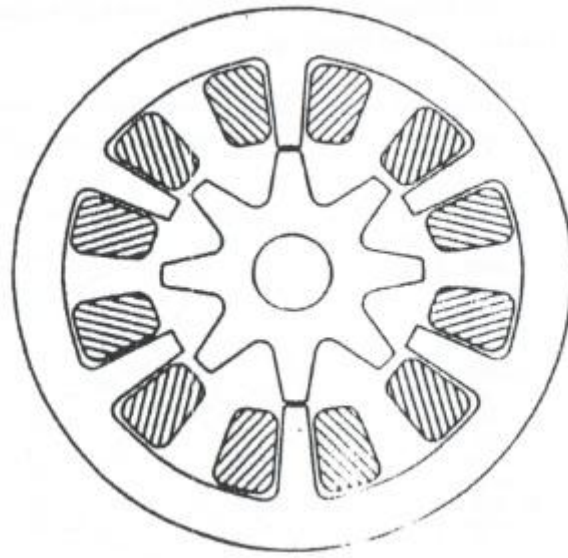
← گشتاور راه انداز خوب چون $\rho_E \geq 1$ گردید.

12 Stroke/rev



شکل ۱۷-۱- برش عرضی یک 6/4 SRM

تعداد قطب های مساوی برای استاتور و رتور یعنی ۶/۶ امکان پذیر نیست زیرا در یک لحظه همه قطب ها (دندانه ها) همراستا می شوند. بنابراین انتخاب بعدی ۶/۸ می باشد که در شکل ۱۸-۱ نشان داده شده است.



شکل ۱-۱۸- برش عرضی یک 6/8 SRM

در موتورهای SR منظم همواره دو انتخاب وجود دارد: $N_r = N_s \mp 2$

SRM $6/4$

SRM $6/8$

مزیت: زاویه ضربه کوچکتر و در نتیجه ریپل کمتر

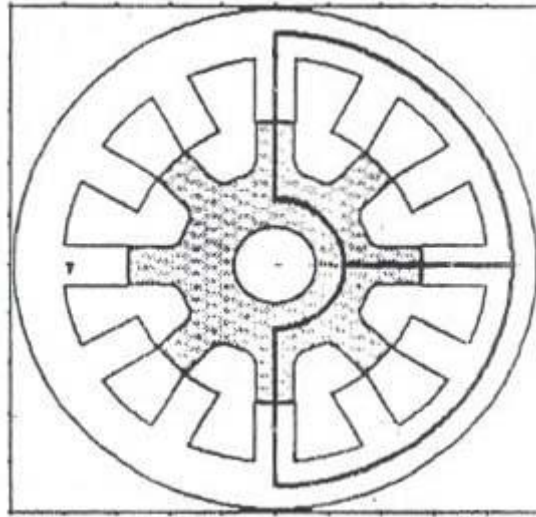
عیب: نسبت اندوکتانس (λ) کوچکتر و توان خروجی کمتر

N_r بزرگتر

در مقایسه با نوع $6/4$ عرض قطب استاتور کمتر است \Leftarrow اندوکتانس هم راستایی و λ کوچکتر تبدیل انرژی کمتر در هر ضربه.

به خاطر کاهش λ و انرژی تبدیل شده در هر ضربه تعداد قطب های رتور بالاتر از ۸ در نظر گرفته نمی شود.

موتور سه فاز بعدی SRM $12/8$ است که مشابه SRM $6/4$ است که همه چیز آن دو برابر شده است. برش عرضی این موتور در شکل ۱-۱۹ نشان داده شده است.



شکل ۱-۱۹- برش عرضی یک 12/8 SRM

$$\left\{ \begin{array}{l} m = 3 \\ N_r = 8 \end{array} \right. \quad \zeta = \frac{360^\circ}{m N_r} = \frac{360}{3 \times 8} = 15^\circ$$

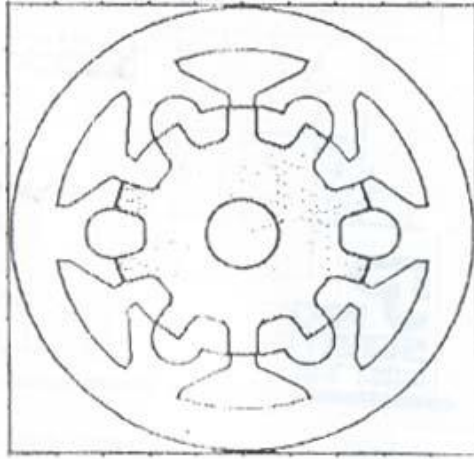
$$\rho_A = \frac{m}{2} = 1.5 \quad \rho_E = \frac{15}{15} = 1$$

وجود چهار قطب باعث کاهش نویز می شود و به این خاطر از 6/4 SRM مرسوم تر است.

نوع دیگر موتورهای سه فاز موتورهای چند دندانه بر قطب اند که برش عرضی یک نوع آن که توسط پروفیسور هرپس و فینچ (Harris-Finch) معرفی شده است و به نام 12/10 SRM شناخته شده است در شکل ۱-۲۰ نمایش داده شده است.

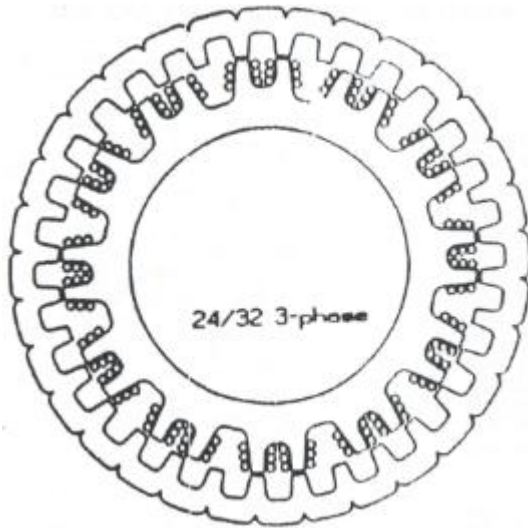
$$\beta_s = 12^\circ \quad \rho_E = \frac{13}{12} = 1.08$$

به خاطر شکل خاص قطب ها جای کمتری برای سیم پیچی وجود دارد و در نتیجه تلفات مسی بالاست.

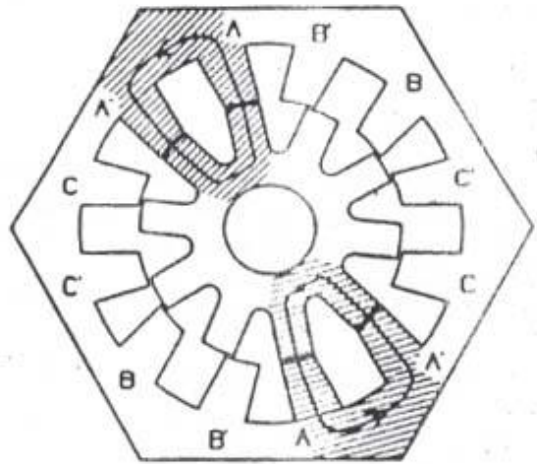


شکل ۱-۲۰- برش عرضی یک 12/10 SRM دو دندانه برقطب

انتخاب های دیگر برای موتورهای سه فاز نوع های ۱۲/۱۰ و ۲۴/۳۲ هستند که برش عرضی آنها در شکل های ۱-۲۱ و ۱-۲۲ نشان داده شده اند. همانطور که از شکل ۱-۲۱ به وضوح مشاهده می شود، مسیر شار درون هسته در 12/10 SRM کوتاه شده است و این باعث کاهش تلفات هسته می گردد. همچنین دقت شود در 24/32 SRM تحریک روی رتور است.



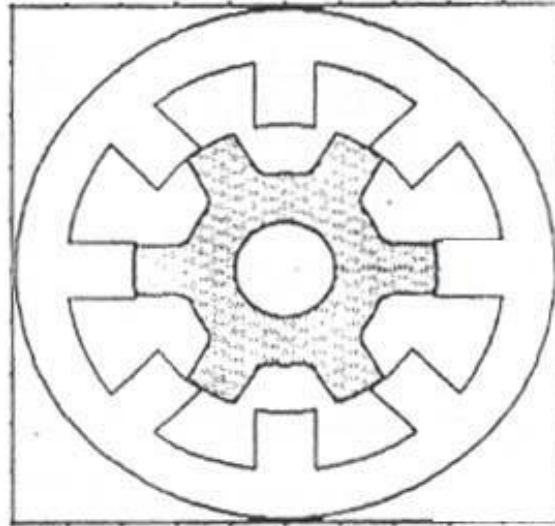
شکل ۱-۲۲- برش عرضی یک 24/32 SRM



شکل ۱-۲۱- برش عرضی 12/10 SRM

موتورهای ۴ فاز

معروف ترین موتورهای چهار فاز نوع 8/6 SRM است که برش عرضی آن در شکل ۱-۲۳ نشان داده شده است.



شکل ۱-۲۳- برش عرضی یک 8/6 SRM

برای این موتور داریم:

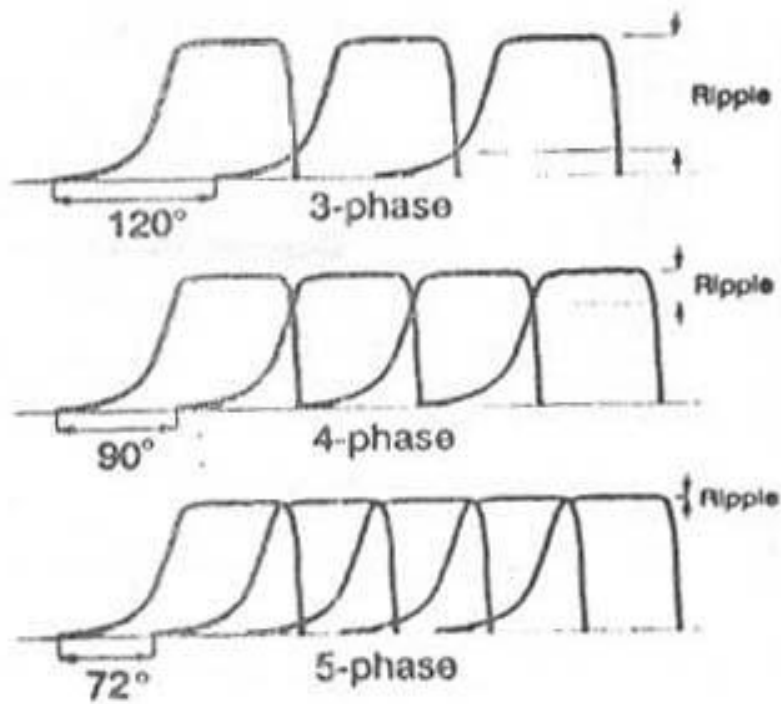
24 Stroke/rev

$$m = 4, \text{ Stroke angle: } \zeta = 15^\circ \quad \xrightarrow{\beta_S = 21^\circ} \rho_E = \frac{\beta_S}{\zeta} = \frac{21}{15} = 1.33$$

که به اندازه کافی ρ_E بزرگ است که گشتاور راه انداز خوبی داشته باشیم. $\rho_A = \frac{m}{2} = 2$

تعداد فاز بالاتر

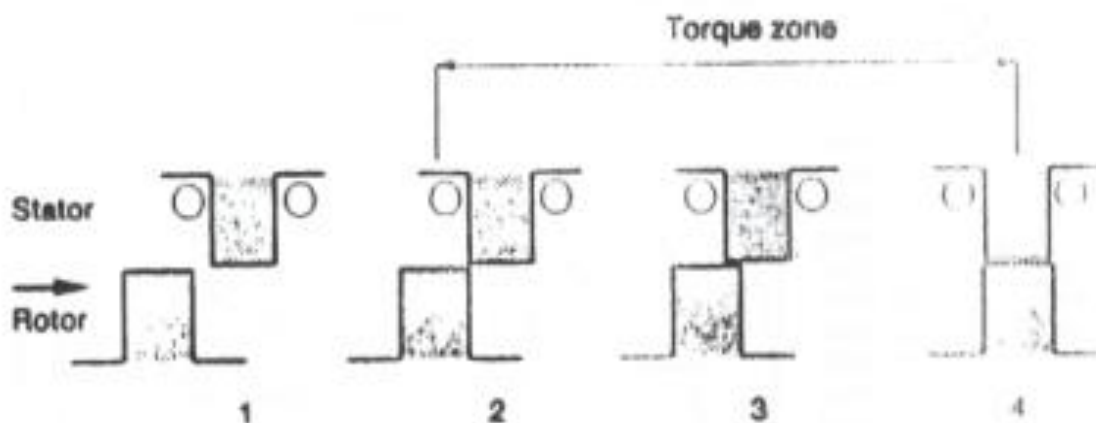
همانطور که در شکل ۱-۲۴ نشان داده شده است، ریپل گشتاور می تواند با افزایش تعداد فازهای موتور کاهش یابد. مزیت دیگر افزایش تعداد فازهای موتور تحریک همزمان چند فاز است. برای نمونه، در یک موتور ۵ فاز امکان تحریک تا ۳ فاز در یک لحظه وجود دارد.



شکل ۱-۲۴- گشتاور لحظه ای در موتورهای سه فاز، چهار فاز و پنج فاز

۱-۳-۳- کمان قطب ها

کمان قطب های استاتور و رتور تقریباً با هم برابرند. موقعیت همراستایی کامل را در شکل ۱-۲۵ در نظر بگیرید. اگر رتور به هر طرف حرکت کند زاویه هم پوشانی تغییر می کند و نتیجتاً تغییر در اندوکتانس و تولید گشتاور داریم.



شکل ۱-۲۵- ناحیه تولید گشتاور

اگر $\beta_r > \beta_s$ باشد، تغییر اندوکتانس حاصل نمی شود تا اینکه رتور به اندازه $\beta_r - \beta_s$ از موقعیت همراستایی کامل دور شود. به عبارت دیگر یک ناحیه مرده با محوریت موقعیت هم راستایی کامل وجود دارد وضعیت مشابه برای وقتی $\beta_r > \beta_s$. بنابراین $\beta_r \approx \beta_s$. از شکل ۱-۲۵ این مطلب استنباط می شود که ناحیه گشتاور مؤثر معادل β_s است.

مقدار بهینه کمان قطب بستگی به عوامل مختلفی دارد. از یک طرف هرچه بزرگتر باشد، اندوکتانس همراستایی کامل بیشتر است. پهنای قطبها نمی تواند خیلی هم بزرگ باشد چون وضعیت ناهمراستایی کامل از بین می رود (شکل ۱-۲۶-ب). اگر قطب ها آنگونه که در شکل ۱-۲۶-ج نشان داده شده است خیلی باریک باشند، ناحیه سیم پیچی بزرگتر می شود و تلفات مسی کم می شود. به علاوه، وزن رتور و اینرسی پائین می آید. در این حالت، اندوکتانس همراستایی کامل و نسبت اندوکتانس (λ) کاهش می یابند. مقدار مناسب برای پهنای قطب ها مطابق شکل ۱-۲۶-الف یک مقدار فی مابین دارد.



(ب)



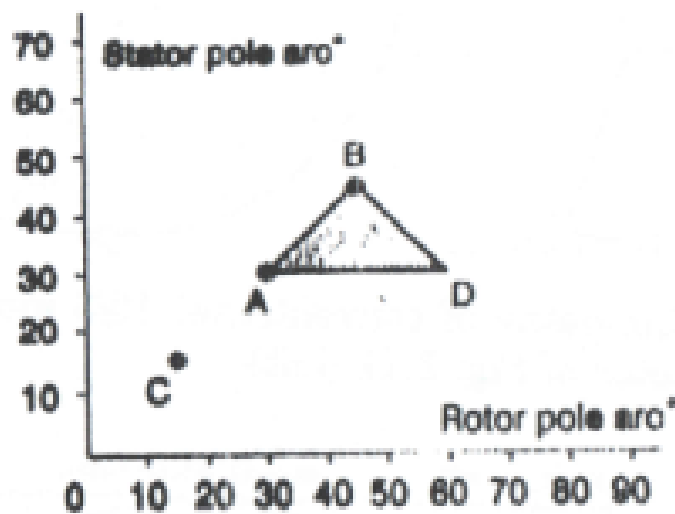
(الف)



(ج)

شکل ۱-۲۶- ترکیب های مختلف برای پهنای قطبها: (الف) پهنای قطب نرمال، (ب) پهنای قطب زیاد، (ج) پهنای قطب باریک

اگرچه یک مقدار بهینه برای همه کاربردها وجود ندارد برای طراحی های با بازده خیلی بالا، عرض شیار بایستی بزرگ باشد که این منجر به باریک شدن کمان قطب می گردد و ریپل گشتاور زیاد می شود. با عرض دندان زیاد، مسئله مزبور حل می شود اما راندمان پائین می آید. لورنسون Lawrenson برای انتخاب کمان قطب ها مثلث نشان داده شده در شکل ۱-۲۷ را پیشنهاد می دهد. شکل مزبور برای $6/4$ SRM است.



شکل ۱-۲۷- ناحیه انتخاب کمانها برای $6/4$ SRM

برای جلوگیری از شکل گرفتن نواحی مرده، کمان قطب استاتور بایستی بزرگتر از آن برای رتور باشد ($\beta_r > \beta_s$) و این خط AB را به عنوان یک مرز روی شکل ۱-۲۷ مشخص می کند.

ناحیه گشتاور مؤثر برابر β_s است و این بایستی از زاویه ضربه که $\zeta = 30^\circ$ است بزرگتر باشد. این خط AD را به عنوان مرز دیگر برای ما روی شکل مشخص می سازد.

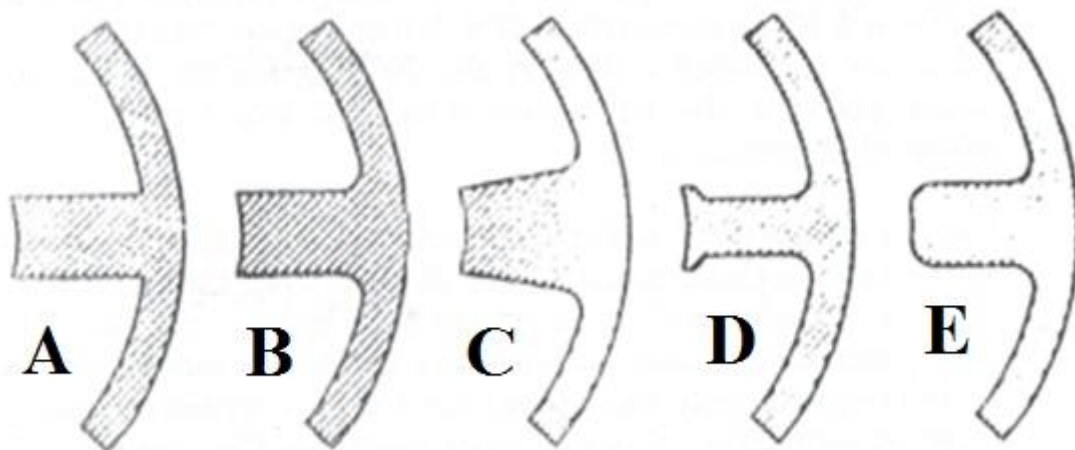
نهایتاً فاصله زاویه ای گوشه های قطب های مجاور رتور بایستی بزرگتر از کمان قطب استاتور باشد تا وضعیت ناهمراستایی کامل وجود داشته باشد. برای اینکار $\beta_r > \beta_s - \frac{2\pi}{N_r}$ و این مرز BD را روی شکل ۱-۲۷ مشخص

می سازد.

اگرچه مثلث مزبور محدوده کمان قطب ها را نشان می دهد اما برای یک طراحی خوب بایستی از انجام تحلیل دینامیکی موتور با در نظر گرفتن درایو موتور سوئیچ رلوکتانس کمک گرفت. به عبارت دیگر، زوایای کنترلی T_{ON} و T_{OFF} و سرعت نیز بایستی هنگام تغییر کمان قطب ها در بازه مثلث مزبور به عنوان پارامترهای متغیر در نظر گرفته شوند. در این روش محاسبات اجزاء محدود می تواند بسیار مؤثر واقع شود.

۱-۳-۴- شکل قطب ها

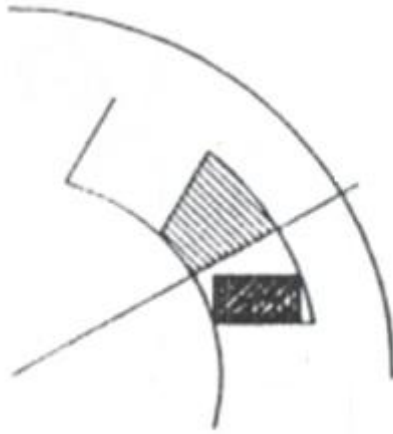
هندسه های مختلف قطب ها در شکل ۱-۲۸ نشان داده شده است. اولین شکل که به نظر می رسد شکل A است. برای افزایش استحکام مکانیک شکل B پیشنهاد شده است. برای کاهش افت نیروی محرکه مغناطیسی در تنه قطب شکل C معرفی می شود که چگالی شار در نوک قطب متمرکز می شود. شکل D برای جاسازی دهانه شیار مناسب است. ناحیه سیم پیچی نیز افزایش می یابد اما برای سیم پیچی های پیش ساخته نمی تواند به کار رود. با گرد کردن گوشه های قطب مطابق E، می توان ضربه های گشتاور در شروع هم پوشانی را کم کرد.



شکل ۱-۲۸- جزئیات هندسه قطب

۱-۳-۵- سیم پیچی

سیم پیچی در این موتور ساده تر از موتورهای دیگر است. هر قطب یک سیم پیچی از نوع متمرکز دارد. هر فاز از دو قطب روبروی هم تشکیل می شود که معمولاً مدارهای آن ها سری یا موازی می شود. ماکزیمم ضریب پرشدن بستگی دارد به روش سیم پیچی، نوع و مقدار عایق و شکل هادی. در موتور SR سیم پیچی ها از قبل ساخته شده اند و این ابعاد سیم پیچی را مطابق شکل ۱-۲۹ محدود می سازد.

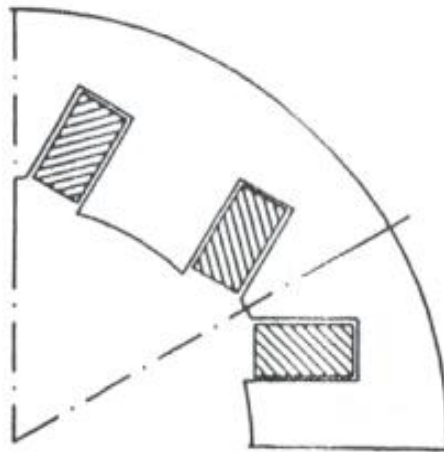


شکل ۱-۲۹- پرشدن شیار

در مثال مزبور 305mm^2 مساحت بزرگترین مستطیلی است که می توان جاسازی کرد. در حالی که نصف شیار 543mm^2 است. اگر 60% ناحیه سیم پیچی مس باشد بنابراین:

$$\text{ضریب پرشدگی شیار} = 0.6 \times \frac{305}{543} = 34\%$$

با مدل پیشنهادی در شکل ۱-۳۰ برای سیم پیچی، موتور از نظر حرارتی بهتر عمل می کند زیرا سیم پیچی از سه طرف با آهن ربا در ارتباط است.



شکل ۱-۳۰- طراحی خاص شیار

۱-۳-۶- فولادهای مورق

موتور SR در مقایسه با موتورهای AC فرکانس کموتاسیون بالاتری دارد (تا حدود ۲ برابر) و به علاوه چگالی شار بالا در حد اشباع است. هم چنین شکل موج های شار سرشار از هارمونیک است. بنابراین تلفات هسته در واحد حجم بسیار بیشتر از موتورهای AC است. برای کاهش تلفات جریان گردابی ورقه های نازکتر استفاده می شود.

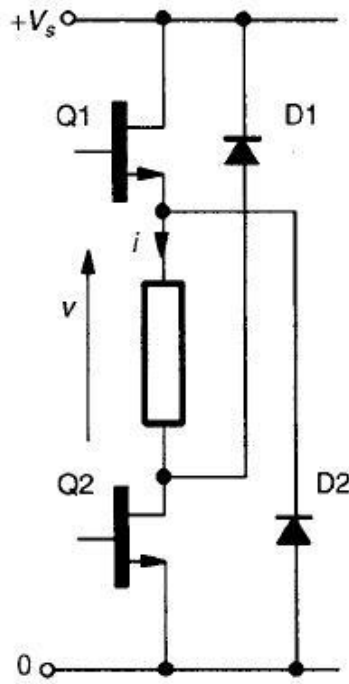
$$0.5mm \leftarrow AC$$

$$0.35mm \leftarrow SRM$$

برای کاربردهای سرعت بالا، جنس هسته از آلیاژ آهن- کبالت که دارای چگالی شار اشباع و ضریب نفوذپذیری بالایی هستند ساخته می شود.

۴-۱- عملکرد دینامیکی موتور

مدار تحریک سیم پیچی یک فاز موتور برای حالت های هدایت مختلف در شکل ۱-۳۱ نشان داده شده است. برای اعمال ولتاژ مثبت روی سیم پیچی هنگام تحریک یک فاز Q_1, Q_2 روشن شده و به این ترتیب ولتاژ مثبت روی سیم پیچی فاز قرار می گیرد. اگر بخواهیم ولتاژ صفر روی سیم پیچی داشته باشیم بایستی Q_1, D_1 در مدار باشند. برای خاموش کردن فاز و اعمال ولتاژ منفی روی فاز هر دو کلید قطع می شوند و D_1, D_2 هدایت می کنند.



شکل ۱-۳۱- حالت های هدایت در یک فاز

برای تحریک تک پالس (Single pulse excitation) شکل موج های مربوطه در شکل ۱-۳۲ نشان داده شده اند.

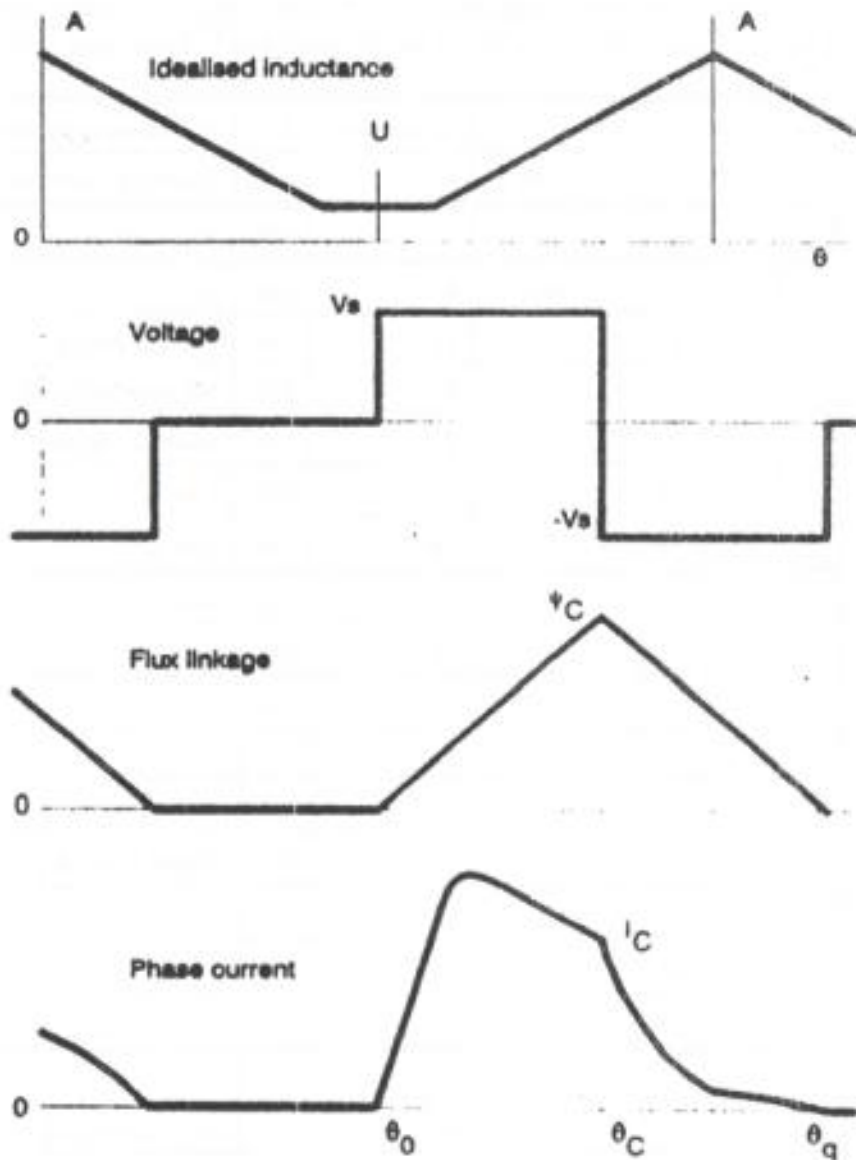
با توجه به شکل ۱-۳۲ در این حالت عملکرد موتور، هنگام اعمال ولتاژ مثبت زمان روشن شدن فاز داریم:

$$\psi_c = \int_{\theta_0}^{\theta_c} (v_s - Ri) \frac{d\theta}{\omega} + \psi_0$$

با فرض $\psi_0 = 0$ و $\theta_D = \theta_c - \theta_0$ در نتیجه:

$$\omega \psi_c = (v_s - v_1) \cdot \theta_D \quad (1)$$

که v_1 متوسط افت ولتاژ روی مقاومت سیم پیچی است.



شکل ۱-۳۲- شکل موج های تحریک تک پالس

به طور مشابه برای پریود خاموش شدن فاز داریم:

$$0 = \psi_c + \int_{\theta_c}^{\theta_q} (-v_s - Ri) \frac{d\theta}{\omega}$$

$$\rightarrow \omega \psi_c = (v_s + \vartheta_2)(\theta_q - \theta_c) \quad (2)$$

که در آن ϑ_2 افت ولتاژ روی مقاومت سیم پیچی در پریود خاموش شدن می باشد.

اگر $Ri \ll v_s$ باشد:

$$\theta_q - \theta_0 = \frac{2\omega \psi_c}{v_s}$$

پریود هدایت کل بایستی حتماً در یک گام قطب رتور کامل شود که برابر است با $\alpha_p = \frac{2\pi}{N_r}$.

$$\rightarrow \theta_q - \theta_0 < \alpha_p \quad (3)$$

$$\xrightarrow{(1),(2),(3)} \theta_D < \frac{\alpha_p}{1 + \frac{v_s - v_1}{v_s + v_2}}$$

با فرض $v_1 = v_2 = \rho v_s$ ، داریم:

$$\theta_D < \alpha_p \times \frac{1+\rho}{2}$$

برای مثال در یک SRM $6/4$ داریم:

$$\text{گام قطب} : \alpha_p = 90^\circ$$

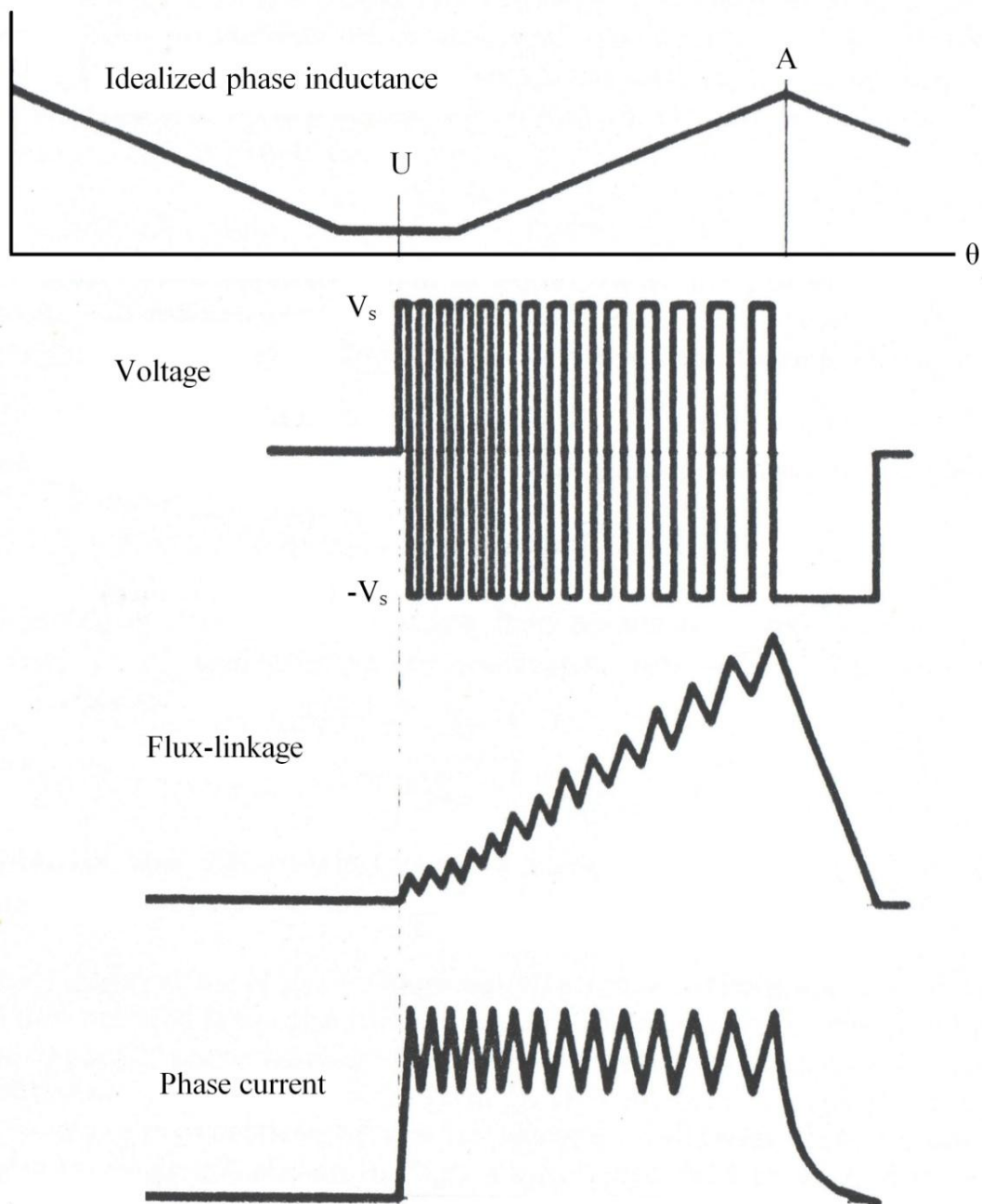
$$\text{if } \rho = 0 \rightarrow \theta_D = 45^\circ$$

$$\text{if } \rho = 0.2 \rightarrow \theta_D = 54^\circ$$

در موتور SR منظم زاویه صعود اندوکتانس فقط $\alpha_p/2$ است. به طور ایده‌آل شار سراسر پریود نزول اندوکتانس

بایستی صفر باشد. زیرا جریان در این بازه زمانی، تولید گشتاور منفی می نماید. بنابراین:

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{2} \times \frac{1+\rho}{2}$$



شکل ۱-۳۳- شکل موج های مختلف برای حالت کنترل جریان

۵-۱- مدل سازی تلفات هسته

معمولاً شکل موج چگالی شار در نقاط مختلف موتورهای الکتریکی شکل موج دو جهته است ولی به خاطر قطب برجسته SRM، شار غالباً در هسته مولفه محیطی و در قطب ها مولفه شعاعی دارد. به این علت، برای پیش بینی

شکل موج شار بخش‌های مختلف موتور در مدل سازی تلفات هسته فرض می‌شود که شار در قطب‌های استاتور و روتور کاملاً شعاعی و در هسته استاتور و روتور کاملاً محیطی است. شکل موج‌های شار پیش‌بینی شده با این فرض یک جهته‌اند و محاسبه تلفات هسته به مراتب ساده‌تر از حالتی است که شار دوجهته باشد. مدل سازی تلفات هسته متشکل از دو بخش جداگانه پیش‌بینی شکل‌موج‌های چگالی شار و محاسبه تلفات هسته است که در ادامه معرفی می‌شوند.

۱-۵-۱- پیش‌بینی شکل‌موج‌های چگالی شار در بخش‌های مختلف موتور

در مدل‌سازی تلفات هسته، معمولاً برای ساختار SRM چهار بخش اصلی شامل قطب‌های استاتور، هسته استاتور، قطب‌های روتور و هسته روتور در نظر گرفته می‌شود و شکل موج‌های چگالی شار در هر یک از این بخش‌ها پیش‌بینی می‌شوند. در حالت عملکرد تحریک یک‌فاز SRM، شکل‌موج‌های چگالی شار در قطب‌های استاتور یکسانند و تنها یک جابجایی زمانی به اندازه ضریبی از زاویه ضربه (Stroke angle) نسبت به یکدیگر دارند. بنابراین، برای محاسبه تلفات هسته در قطب‌های استاتور، پیش‌بینی شکل‌موج چگالی شار تنها در قطب استاتور کفایت می‌کند. با در نظر گرفتن مقداری متوسط برای چگالی شار در قطب، شکل موج چگالی شار در قطب استاتور از تقسیم متوسط مولفه شعاعی شار لحظه‌ای گذرنده از وسط آن قطب به سطح عبور شار بدست می‌آید. در حقیقت، این شکل موج چگالی شار نشان‌دهنده متوسط مولفه شعاعی چگالی شار لحظه‌ای در قطب استاتور است.

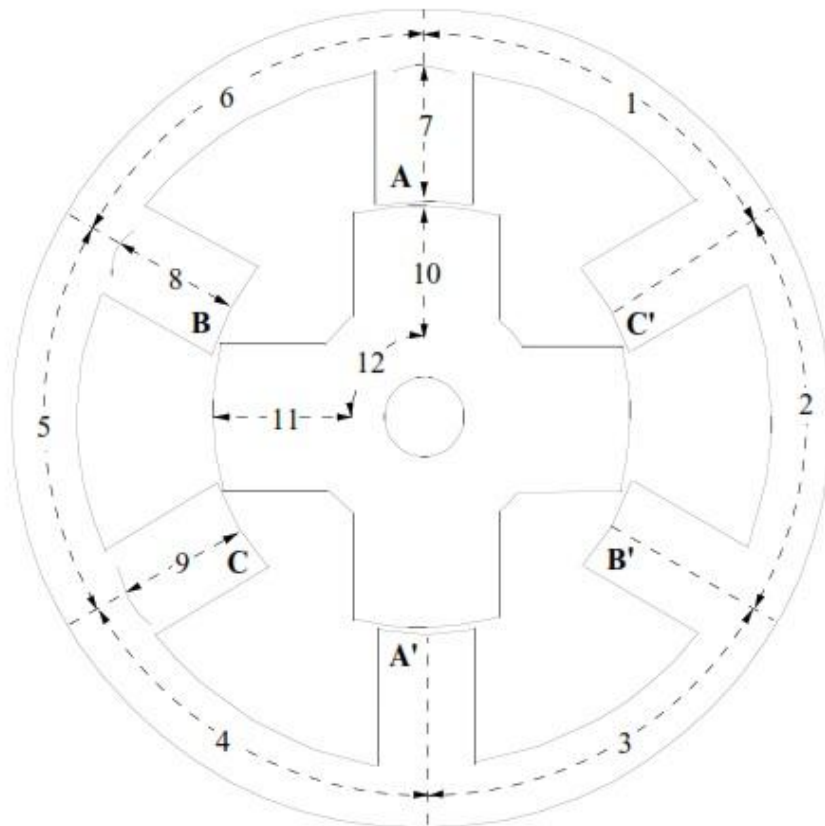
در قطب‌های رتور نیز شکل موج‌های چگالی شار یکسانند و تنها جابجایی زمانی برابر با ضریبی از گام قطب رتور ($180/Nr$) نسبت به یکدیگر دارند. بنابراین، کافی است پیش‌بینی شکل موج چگالی شار و محاسبه تلفات هسته تنها در یک قطب رتور صورت گیرد. برای چگالی شار در قطب رتور مقداری متوسط فرض می‌شود و شکل موج چگالی شار در آن از تقسیم دامنه مولفه شعاعی شار لحظه‌ای گذرنده از وسط قطب به سطح عبور شار بدست می‌آید.

بین هر جفت قطب رتور یک بخش از هسته رتور وجود دارد و بنابراین بخش‌های هسته رتور به تعداد قطب‌های رتور می‌باشد. برای هر بخش هسته رتور مقدار متوسطی برای چگالی شار در نظر گرفته می‌شود که مقدار لحظه‌ای آن از تقسیم دامنه مولفه محیطی شار لحظه‌ای گذرنده از وسط آن بخش به سطح عبور شار بدست می‌

آید. شکل موج های چگالی شار در بخش های مختلف هسته روتور یکسانند و تنها در محور زمان جابجایی زمانی برابر با ضریبی از گام قطب رتور ($180/Nr$) نسبت به یکدیگر دارند. به این خاطر، در محاسبه تلفات هسته برای هسته روتور پیش بینی شکل موج چگالی شار تنها در یک بخش از هسته روتور مدنظر قرار می گیرد. بین هر جفت قطب استاتور یک بخش از هسته استاتور قرار می گیرد. در هر بخش مقداری متوسط برای چگالی شار فرض می شود و مقدار لحظه ای آن از تقسیم دامنه مولفه محیطی شار لحظه ای گذرنده از وسط آن بخش به سطح عبور شار بدست می آید. چگالی شار در بخش های مختلف هسته استاتور شکل موج های متفاوتی دارند و بنابراین برای هر بخش بایستی تلفات هسته به صورت جداگانه محاسبه شود.

تعیین شکل موج های شار از شار قطب استاتور

در حالت عملکرد تحریک یک فاز SRM، این قابلیت وجود دارد که شکل موج های شار در بخش های مختلف از روی شکل موج شار قطب استاتور تعیین شوند. در شکل های ادامه، چگونگی انجام اینکار برای یک SRM 6/4 نشان داده شده است.



شکل ۱-۳۴- برش عرضی یک SRM 6/4

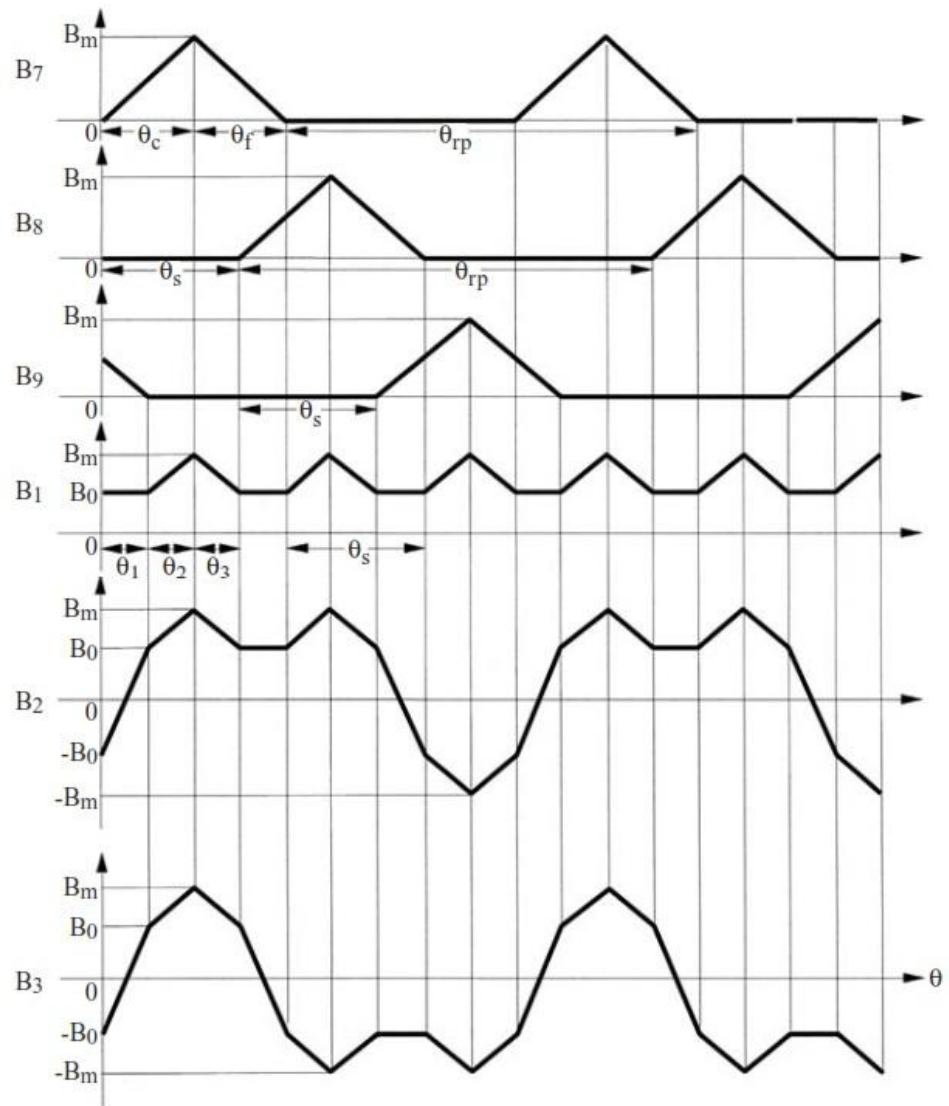
برای حالت کنترلی تک-پالسه، چگونگی پیش‌بینی منحنی شار پیوندی لحظه‌ای همانطور در شکل ۱-۳۲ نشان داده شد. با صرف‌نظر از شار پراکندگی، شکل موج شار یک قطب استاتور را می‌توان از روی منحنی شار پیوندی لحظه‌ای (تقسیم دامنه آن بر تعداد دور یک فاز) بدست آورد. با توجه به اینکه شار برابرست با چگالی شار ضرب در سطح مقطع عبور شار (سطح یک قطب استاتور)، شکل موج چگالی شار قطب استاتور به راحتی قابل تعیین است و تغییرات آن مشابه شکل موج شار پیوندی با یک فاز است. این موضوع از مقایسه شکل های ۱-۳۵ و ۱-۳۲ قابل مشاهده است. همانطور که در بالا اشاره شد، شکل موج‌های چگالی شار در قطب‌های استاتور یکسانند و تنها یک جابجایی زمانی به اندازه ضریبی از زاویه ضربه (Stroke angle) نسبت به یکدیگر دارند. چگالی شار در بخش‌های مختلف هسته استاتور شکل موج‌های متفاوتی دارند و همانطور که در شکل ۱-۳۵ نشان داده است می‌تواند آنها را از روی شکل موج‌های چگالی شار در قطب‌های مختلف استاتور بدست آورد.

با توجه به شکل ۱-۳۴ داریم:

$$\varphi_1 = 0.5\varphi_7 + 0.5\varphi_8 + 0.5\varphi_9$$

$$\varphi_2 = 0.5\varphi_7 + 0.5\varphi_8 - 0.5\varphi_9$$

$$\varphi_3 = 0.5\varphi_7 - 0.5\varphi_8 - 0.5\varphi_9$$



شکل ۱-۳۵- شکل موج‌های چگالی شار در استاتور

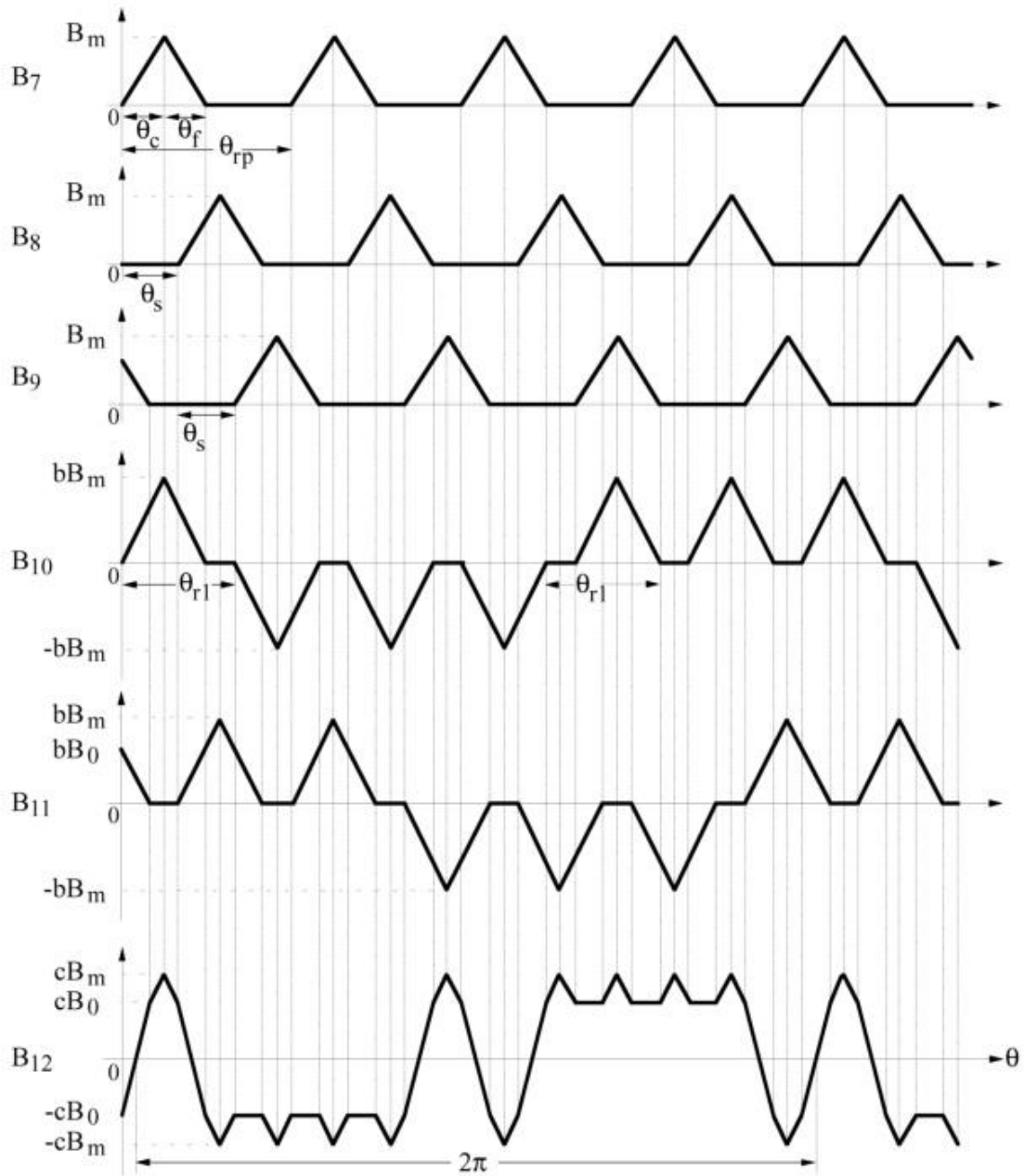
همانطور که از شکل ۱-۳۶ مشاهده می‌شود، شکل موج‌های چگالی شار قطب‌های رتور از روی شکل موج‌های چگالی شار قطب‌های استاتور قابل تعیین هستند. برای مثال، چگونگی تعیین شکل موج چگالی شار در قطبی از رتور که در برش عرضی موتور در شکل ۱-۳۴ شماره ۱۰ برای نمایش آن در نظر گرفته شده است (B_{10}) را توجیه می‌نماییم. با توجه به جهت‌های شار در شکل ۱-۳۴ هنگام چرخش رتور در جهت ساعت‌گرد، ابتدا شار قطب استاتور B_7 وارد آن می‌شود. سپس در تحریک فاز بعدی (B) و چرخش رتور به اندازه یک زاویه ضربه، با توجه به مسیر شار، هیچ شاری از این قطب استاتور (شماره ۱۰) نمی‌گذرد. هنگام تحریک فاز بعدی (C)، با توجه به مسیر شار مشاهده می‌شود که B_9 از آن خارج می‌شود و لذا بایستی منفی شکل موج متناظر را لحاظ کرد. در تحریک فازهای بعدی و چرخش هر بار رتور به اندازه یک زاویه ضربه، به ترتیب هیچ شاری عبور نمی‌کند، B_8 خارج می‌شود،

هیچ شاری عبور نمی کند، B_7 خارج می شود، هیچ شاری عبور نمی کند، B_9 وارد می شود، هیچ شاری عبور نمی کند و نهایتاً B_8 وارد می شود. با یک دور چرخش رتور، دوره تناوب شکل موج چگالی شار قطب رتور (B_{10}) مطابق شکل ۱-۳۶ کامل می شود. همانطور که از این شکل مشاهده می شود، شکل موج های قطب های رتور کاملاً مشابه هستند و به اندازه گام قطب ($36/Nr$) با یکدیگر اختلاف زمانی دارند.

با توجه به شکل ۱-۳۴ مشابه آنچه در استاتور اتفاق افتاد، شکل موج چگالی شار در هسته رتور را می توان از روی شکل موج های قطب های رتور استخراج کرد. برای مثال، B_{12} عبارتست از:

$$\varphi_{12} = 0.5\varphi_{10} - 0.5\varphi_{11}$$

شکل موج های چگالی شار در بخش های مختلف هسته رتور یکسانند و به اندازه گام قطب رتور با یکدیگر اختلاف فاز دارند.



شکل ۱-۳۶- روش تعیین شکل موج‌های چگالی شار در رتور

۱-۵-۲- محاسبه تلفات هسته

وقتی که چگالی شار لحظه ای در یک بخش موتور معلوم شد، تلفات هسته در آن بخش می تواند برپایه روابط اشتینمتر تخمین زده شود. اما همانطور که شکل‌های ۱-۳۵ و ۱-۳۶ نشان می دهند، شکل موج‌های چگالی شار در بخش های مختلف SRM، شکل موج های یک جهته‌ای هستند که سرشار از هارمونیک می باشند و بنابراین محاسبه تلفات هسته متناظر پیچیده است. در این بخش روشی برای محاسبه تلفات هسته در حالت شکل موج شار غیرسینوسی معرفی می شود.

برای شکل موج چگالی شار سینوسی دلخواه با دامنه B_{max} و فرکانس f ، تلفات هسته بر واحد وزن از رابطه مرسوم اشتینمتر تخمین زده می شود:

$$P_c = C_h f B_{max}^{a+b.B_{max}} + C_e f^2 B_{max}^2$$

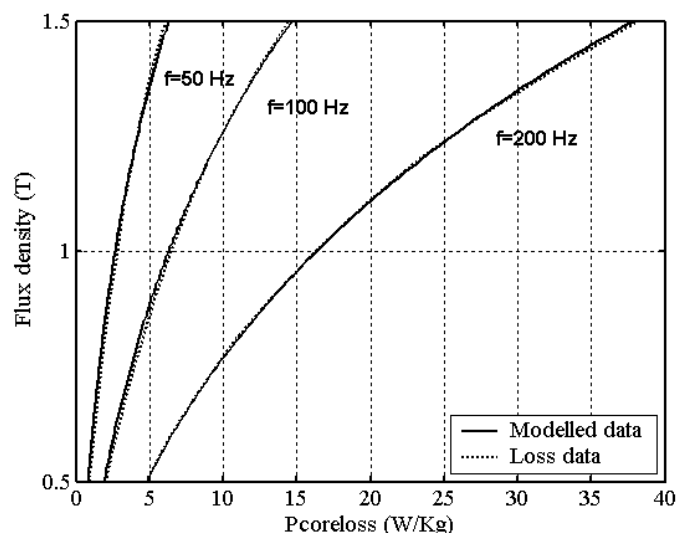
در رابطه فوق C_h ، a ، b و C_e پارامترهای اشتینمتر هستند و از روی داده های تلفات هسته ورقه های کارخانه سازنده بدست می آیند. در اکتساب این داده های تلفات، ورقه ها تحت شکل موج شار یک جهته با دامنه و فرکانس متغیر قرار می گیرند و تلفات هسته برای دامنه و فرکانس های مختلف اندازه گیری می شود. برای نمونه، داده های تلفات یک نوع ورقه خاص که در ساخت ماشین های الکتریکی کاربرد دارد (M800-50 A) در جدول ۱-۱ ارائه شده است. پارامترهای اشتینمتر از درونیابی داده های تلفات هسته ورقه ها با معادله فوق برای حداقل دو فرکانس مختلف نزدیک فرکانس f بدست می آیند. برای این درونیابی، می توان از روش کمترین مجموع مربعات خطا به کمک جعبه ابزار بهینه سازی نرم افزار MATLAB (زیربرنامه lsqcurvefit) استفاده کرد. شکل ۱-۳۷ چگونگی انجام اینکار برای ورقه مزبور را نشان می دهد.

جدول ۱-۱- مشخصات ورقه ورق فولاد M800-50 A در فرکانس های مختلف

$f = 50 \text{ Hz}$										
\hat{J} T	\hat{H} A/m			T %	μ 0°/90°	P W/kg			T %	S VA/kg 0°/90°
	0°	90°	0°/90°			0°	90°	0°/90°		
0,5	111	181	146	24,2	2733	0,83	0,99	0,91	9,2	1,51
0,6	116	200	157	26,6	3047	1,12	1,32	1,22	8,3	1,95
0,7	120	219	168	29,1	3309	1,45	1,69	1,57	7,7	2,43
0,8	125	240	180	31,5	3536	1,80	2,08	1,94	7,2	2,94
0,9	130	264	194	33,9	3689	2,19	2,50	2,34	6,8	3,53
1,0	135	294	212	36,9	3756	2,61	2,97	2,79	6,4	4,20
1,1	142	331	234	39,8	3734	3,09	3,48	3,28	6,0	4,96
1,2	159	382	269	41,1	3551	3,62	4,04	3,83	5,5	5,91
1,3	198	462	329	40,0	3149	4,23	4,69	4,46	5,1	7,21
1,4	291	618	453	36,0	2458	4,95	5,42	5,19	4,5	9,38
1,5	559	1047	797	30,4	1499	5,77	6,29	6,02	4,3	14,65
1,6	1461	2353	1895	23,4	673	6,61	7,17	6,87	4,0	32,93
1,7	3755	5196	4476	16,1	303	7,33	7,90	7,61	3,8	84,81
1,8	7621	9571	8595	11,3	168	8,04	8,54	8,25	3,0	183,50
1,9	13168	15749	14510	8,9	105			8,78		342,72

$f = 100 \text{ Hz}$				
\hat{J} T	\hat{H} A/m 0°/90°	μ 0°/90°	P W/kg 0°/90°	S VA/kg 0°/90°
0,6	162	2948	2,72	4,08
0,7	175	3187	3,50	5,12
0,8	189	3375	4,39	6,28
0,9	204	3517	5,36	7,59
1,0	220	3613	6,43	9,04
1,1	242	3625	7,65	10,77
1,2	271	3528	9,01	12,84
1,3	331	3123	10,62	15,74
1,4	454	2455	12,37	20,12
1,5	799	1495	14,38	30,51
1,6	1928	662	16,49	68,03
1,7	4560	298	18,61	175,68
1,8	7246	199		304,05
1,9				

$f = 200 \text{ Hz}$				
\hat{J} T	\hat{H} A/m 0°/90°	μ 0°/90°	P W/kg 0°/90°	S VA/kg 0°/90°
0,6	175	2726	6,40	8,87
0,7	193	2892	8,36	11,28
0,8	211	3014	10,61	14,05
0,9	232	3084	13,28	17,37
1,0	254	3134	16,23	21,09
1,1	278	3152	19,54	25,37
1,2	305	3129	23,29	30,36
1,3	339	3053	27,69	36,77
1,4	457	2441	32,67	46,60
1,5	805	1484	38,11	67,93
1,6	1918	665	44,27	144,76
1,7	3409	398	51,53	269,33
1,8				
1,9				



شکل ۱-۳۷- چگونگی درونبایی داده‌های تلفات اندازه‌گیری شده با رابطه مرسوم اشتینمتر

برای محاسبه تلفات هسته یک شکل موج چگالی شار غیرسینوسی، بخش مربوط به مولفه تلفات جریان گردابی در رابطه مرسوم اشتینمتر به صورت زیر اصلاح می‌شود:

$$P_c = C_h f B_{\max}^{a+b.B_{\max}} + \frac{1}{2\pi^2} C_e \left(\frac{dB}{dt} \right)_{avg}^2$$

تلفات هیستریزس مربوط به حلقه‌های داخلی منحنی مغناطیسی در رابطه فوق ملحوظ نشده است. برای احتساب تلفات ناشی از حلقه‌های مزبور، این رابطه به صورت زیر بهبود می‌یابد:

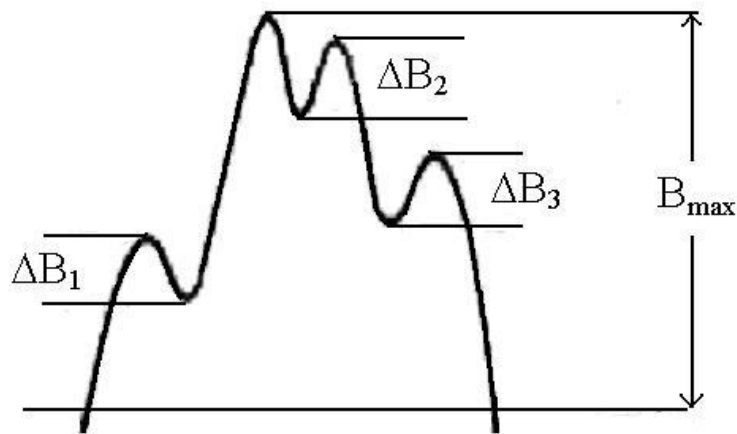
$$P_c = K_{cf} C_h f B_{\max}^{a+b.B_{\max}} + \frac{1}{2\pi^2} C_e \left(\frac{dB}{dt} \right)_{avg}^2$$

در این رابطه که به معادله اشتینمتر بهبودیافته معروف است، ضریب تصحیح K_{cf} از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$K_{cf} = 1 + \frac{k}{B_{\max}} \sum_{i=1}^n \Delta B_i$$

که در آن n تعداد حلقه‌های داخلی در نصف دوره تناوب شکل موج چگالی شار است و ΔB_i دامنه چگالی شار برگشتی i ام است. دامنه‌های چگالی شار برگشتی برای شکل موج دلخواه با سه حلقه داخلی در شکل ۱-۳۸ نشان داده شده است.

اگرچه تخمین معقولی از تلفات هیستریزیس مربوط به حلقه های داخلی با استفاده از معادله اشتینمتر بهبودیافته امکان پذیر است اما این کار نیازمند انتخاب مقداری مناسب برای پارامتر k در رابطه اخیر است. وقتی که چگالی شار ماکزیمم مقداری بین ۱ تا ۲ تسلا باشد و دامنه های چگالی شار برگشتی در مقایسه با چگالی شار ماکزیمم کوچک باشند، Lavers برپایه داده های اندازه گیری روی نمونه های مختلف سیلیکون مقداری بین ۰/۶ تا ۰/۷ را برای این پارامتر پیشنهاد می کند. همچنین، برای شکل موج های شار درون SRM که در آنها دامنه های چگالی شار برگشتی قابل ملاحظه اند، اندازه گیری های انجام شده توسط Hyashi نشان می دهد که انتخاب مقدار ۰/۸ برای پارامتر مزبور مناسب تر است.



شکل ۱-۳۸- شکل موج چگالی شار غیر سینوسی دلخواه با سه حلقه داخلی

۱-۶- طراحی موتور سوئیچ رلوکتانس

۱-۶-۱- تعیین معادله توان خروجی

معمولاً طراحی یک ماشین از معادله توان خروجی شروع می شود. با توجه به مشخصه شار پیوندی در شکل ۱-۳۹ و صرف نظر از افت ولتاژ روی مقاومت فاز، از معادله ولتاژ یک فاز داریم:

$$V \cong \frac{d\lambda}{dt} = \frac{\lambda_a - \lambda_u}{t} = \frac{(L_a^s - L_u)i}{t}$$

که در آن t زمان است که رتور از موقعیت ناهمراستایی کامل تا همراستایی کامل حرکت می کند. این زمان می تواند از روی کمان قطب استاتور و سرعت رتور به صورت رابطه زیر بدست آید:

$$t = \frac{\beta_s}{\omega_m}$$

از دو رابطه فوق داریم:

$$V = \frac{\omega_m}{\beta_s} L_a^s i \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \right) \quad (*)$$

که در آن:

$$\sigma_s = \frac{L_a^s}{L_a^u}, \quad \sigma_u = \frac{L_a^u}{L_u}$$

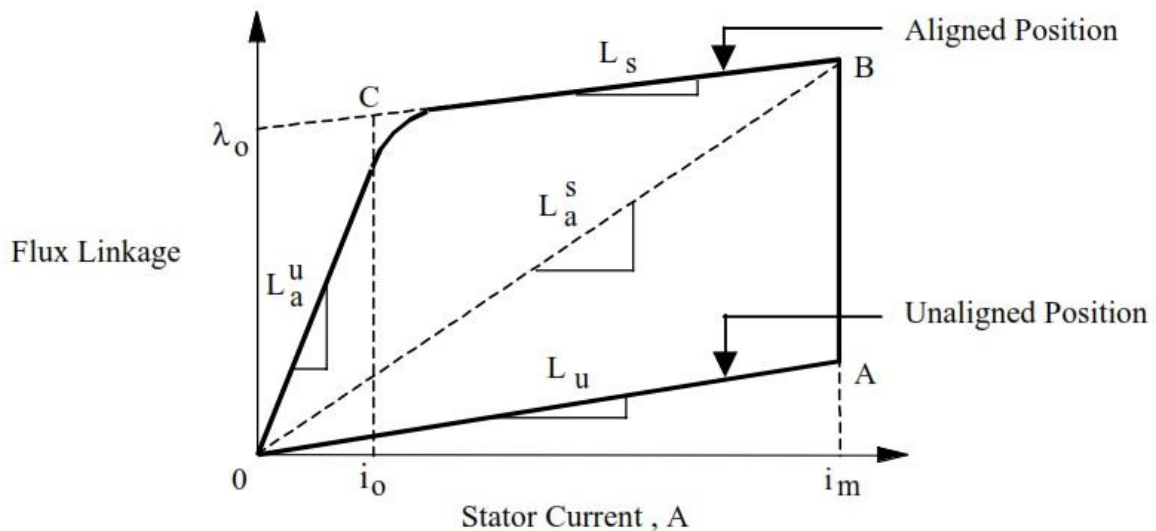
از طرف دیگر، شار پیوندی در موقعیت همراستایی کامل را می توان از معادله زیر محاسبه نمود:

$$L_a^s i = T_{ph} \phi = T_{ph} B A_{sp} = 0.5 T_{ph} B D L \beta_s \quad (**)$$

که در آن T_{ph} تعداد دور در فاز، B چگالی شار، A_{sp} سطح مقطع قطب استاتور، D قطر داخلی استاتور و L طول محوری ماشین است. جریان می تواند از بارگیری مخصوص الکتریکی بدست آید:

$$A_s = \frac{2 T_{ph} i m}{\pi D}$$

که در آن m تعداد فازهایی است که بصورت همزمان تحریک می شوند.



شکل ۱-۳۹- مشخصه استاتیکی شار پیوندی

توان خروجی موتور عبارت است از:

$$P = k_d k_e V_{im} \quad (***)$$

که در آن k_e راندمان و k_d ضریب وظیفه (duty cycle) می باشند. ضریب مزبور می تواند از رابطه زیر بدست آید:

$$k_d = \frac{\theta_i q N_r}{360}$$

که در آن θ_i پیروی هدایت جریان که معادل بازه افزایش اندوکتانس فاز است، N_r تعداد قطبهای رتور است و q تعداد فاز می باشد. از روابط (*)، (***) و (***) داریم:

$$P = k_e k_d \left(\frac{\pi^2}{120} \right) \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \right) B A_s D^2 L n_r$$

که در آن n_r سرعت چرخش رتور به دوربردقیقه است. با توجه به اینکه توان خروجی موتور درحقیقت حاصل ضرب گشتاور در سرعت می باشد، نهایتاً گشتاور تولیدی موتور از رابطه زیر قابل تعیین است:

$$T = k D^2 L$$

که در آن ضریب ثابت k عبارت است از:

$$k = k_e k_d \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{1}{\sigma_s \sigma_u} \right) B A_s$$

۱-۶-۲- مثالی از طراحی

ملزومات پایه (مشخصات) در طراحی عبارتند از: گشتاور، سرعت، ولتاژ منبع و ضریب بار

در این زیربخش، ضمن ارایه روابط اساسی برای طراحی SRM، طراحی یک موتور نمونه که مشخصات آن در ادامه داده می شود مورد توجه قرار می گیرد و مراحل طراحی آن کامل می شود.

مشخصات طرح:

گشتاور موردنیاز = 10 lbf.in

سرعت نامی = 1000 rpm

ضریب بار = 50%

ولتاژ اعمالی = 24 V

معادله توان خروجی

همانطور که قبلاً اشاره شد، طراحی موتور الکتریکی به طور مرسوم با معادله خروجی شروع می‌شود:

$$T = K D_r^2 L_{stk}$$

که در آن:

K : ضریب خروجی وابسته به بارگیری الکتریکی و مغناطیسی

D_r, L_{stk} : قطر و طول محوری رتور

دو ضریب دیگر که معمولاً به همین منظور استفاده می‌شوند:

TRV : گشتاور بر واحد حجم

σ : فشار روی رتور

هر دو ضرایب متناسب با K هستند زیرا:

$$TRV = \frac{T}{\pi/4 D_r^2 L_{stk}} \rightarrow TRV = \frac{4K}{\pi}$$

$$\sigma = \frac{\text{نیرو}}{\text{سطح رتور}} = \frac{T/r}{D_r L_{stk}} = \frac{TRV}{2} \rightarrow TRV = 2 \sigma$$

$$\Rightarrow K = \frac{\pi}{2} \sigma = \frac{\pi}{4} TRV$$

مقادیر نمونه K در جدول ۱-۲ داده شده است.

جدول ۱-۲- بازه تغییرات پارامترهای معادله اصلی

	Typical Values of σ , K and TRV		
	σ	K	TRV
	Lbf/in ²	Lbf.in/in ³	kNm/in ³
Small totally enclosed motors	0.1 - 0.5	0.15 - 0.8	2.5 - 7
Integral-hp industrial motors	0.5 - 2	0.8 - 3	7 - 30
High performance servomotors	1 - 3	1.5 - 5	15 - 50

Aerospace machines	2 - 5	3 - 7.5	30 - 75
Large liquid-cooled machines	10 - 15	15 - 200	100 - 250

تعیین اندازه ابعاد اصلی

ابعاد اصلی موتور شامل قطر رتور (D_r) و طول محوری (L_{stk}) هستند که در ادامه روش تعیین آنها شرح داده می شود.

با انتخاب $\sigma = 1 \text{ Lbf/in}^2$ داریم:

$$K = \frac{\pi}{2} \sigma = 1.57 \text{ Lbf. in/in}^3$$

$$\xrightarrow{T=K D_r^2 L_{stk}} D_r^2 L_{stk} = 10.1$$

برای تعیین طول و قطر رتور نیازمند یک معادله دیگر هستیم. معمولاً نسبت $\frac{L_{stk}}{D_r}$ مقدار یک انتخاب می شود و در نتیجه داریم:

$$D_r = L_{stk} = 1.85 \text{ in}$$

ساده ترین راه برای تخمین قطر استاتور (D_s) استفاده از یک نسبت استاندارد D_r/D_s است. این نسبت می تواند بین 0.4 تا 0.7 تغییر کند اما در بیشتر طراحی ها 0.53 - 0.5 انتخاب می شود. این نسبت بستگی به نوع موتور دارد و مقادیر نمونه آن در جدول ۱-۳ داده شده است.

جدول ۱-۳- مقادیر نمونه پارامترهای طراحی برای موتورهای مرسوم

Phases	N_s	N_r	D_r/D_s	β_r	B_s
3	6	4	0.5	32°	30°
3	12	8	0.57	16°	15°
4	8	6	0.53	23°	21°

در مثال مطرح شده، نوع موتور $SRM_{6/4}$ می باشد و در نتیجه $D_r/D_s = 0.5$ مدنظر قرار می گیرد. بنابراین:

$$D_s = 3.7 \text{ in}$$

برای موتورهای SR مرسوم، مقادیر β_r و β_s در جدول ۱-۳ مشخص شده اند.

برای مثال مورد بحث: $\beta_s = 30$, $\beta_r = 32$

لازم به ذکر است که مشابه بقیه پارامترهای طراحی بدست آمده، مقادیر انتخابی ۳۰ و ۳۲ درجه برای کمان قطب های استاتور و رتور به عنوان طراحی اولیه در نظر گرفته می شود. نهایتاً، مقادیر بهینه β_r و β_s در طراحی بهینه موتور و با توجه به مثلث لوارنسون مطابق روش شرح داده شده در زیربخش ۱-۳-۳، تعیین می شوند.

انتخاب طول فاصله هوایی

هرچه طول فاصله هوایی کوچکتر باشد، گشتاور تولیدی بیشتر می شود. در عمل ایجاد فاصله هوایی با طول کمتر از 0.01 in یا 0.25 mm مشکلاتی را فرآیند ساخت در پی دارد و در موارد نادر طول فاصله هوایی در موتور SR به 0.1 mm می رسد. یک تقریب خشن برای انتخاب طول فاصله هوایی عبارت است از:

$$g = 0.5\% \times D_r \quad \left(\frac{L_{stk}}{D_r} = 1 \text{ اگر } \right)$$

با افزایش $\frac{L_{stk}}{D_r}$ ، به طور متناسب درصد مزبور افزایش می یابند. برای مثال اگر $\frac{L_{stk}}{D_r} = 2$ باشد، $g = 0.01 \times$

D_r و به همین ترتیب. از آنجایی که در مثال طراحی مورد نظر $\frac{L_{stk}}{D_r} = 1$ انتخاب شده است، داریم:

$$g = 0.005 \times D_r = 0.005 \times 1.85 = 0.01 \text{ in}$$

پهنای (عرض) قطب های استاتور و رتور براساس روابط زیر قابل محاسبه اند:

$$\text{پهنای قطب استاتور} : t_s = 2(r_1 + g) \sin \frac{\beta_s}{2}$$

$$\text{پهنای قطب رتور} : t_r = 2 r_1 \sin \frac{\beta_r}{2}$$

که در آن شعاع خارجی رتور است و برابر با $D_r/2$ می باشد. برای مثال در نظر گرفته شده:

$$t_s = 0.483 \text{ in} \quad , \quad t_r = 0.510 \text{ in}$$

طول کلی موتور از طول هسته استاتور به علاوه طول دورهای انتهایی بدست می آید:

$$L_o = L_{stk} + 2 L_{oh}$$

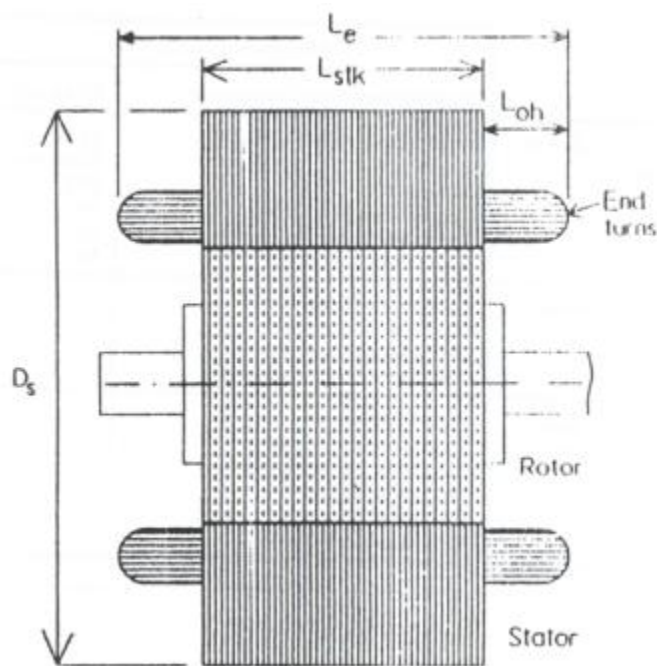
با تقریب $L_{oh} = 1.2 t_s$ داریم:

$$L_o = L_{stk} + 2.4 t_s$$

با $L_{stk} = 1.85 \text{ in}$ و $t_s = 0.483 \text{ in}$ ، داریم:

$$L_{oh} = 0.58 \text{ in} \rightarrow L_o = 3 \text{ in}$$

پارامترهای مزبور برش در شکل ۴۰-۱ که راستای محوری موتور را نشان می‌دهد، قابل مشاهده اند.



شکل ۴۰-۱- برش عرضی موتور در راستای محوری

ارتفاع قطب رتور (عمق شیار رتور)

برای داشتن یک اندوکتانس ناهم‌راستایی کامل پائین، ارتفاع قطب رتور (d_r) بایستی حداقل 20 تا 30 برابر طول فاصله‌هوایی باشد.

یک رابطه مفید برای محاسبه این پارامتر عبارت است از:

$$d_r = \frac{t_s}{2}$$

ضخامت هسته رتور (Y_r) بایستی به اندازه کافی ضخیم باشد که بتواند حداکثر شار را بدون به اشباع رفتن تحمل کند. به علاوه قطر شفت موتور (D_{Sh}) بایستی تا حد امکان بزرگ انتخاب شود تا استحکام موتور و نویز موتور مناسب باشد، بنابراین ارتفاع زیاد قطب رتور مطلوب نیست.

$$d_r = \frac{t_s}{2} = \frac{0.483}{2} = 0.242 \text{ in} \quad \text{در مثال مطرح‌شده:}$$

ضخامت هسته رتور

ضخامت هسته رتور بایستی برای حمل شار رتور ماکزیمم بدون اشباع تعبیه شود. به طور معمول نصف شار هر قطب رتور از هسته می گذرد و در نتیجه y_r بایستی حداقل $t_r/2$ انتخاب شود. برای اطمینان از به اشباع نرفتن یک بخش خاص هسته رتور که بین فازهای مختلف دارای هم پوشانی به اشتراک گذاشته شده است، مقدار مزبور 20-40% بیشتر در نظر گرفته می شود. بنابراین:

$$y_r = (2/3) \times t_r \quad \text{در مثال مطرح شده:}$$

$$y_r = 2/3 \times 0.510 = 0.34 \text{ in}$$

قطر محور

همانطور که در بالا اشاره شد هرچه قطر شفت (محور) بزرگتر باشد، استحکام موتور بیشتر است. این باعث می شود نویز موتور کمتر شود و سرعت بحرانی بزرگتر گردد. در مثال مطرح شده در اینجا، قطر شفت از قبل قابل تعیین است:

$$D_{Sh} = D_r - 2(d_r + y_r) = 1.85 - 2(0.242 + 0.34) = 0.686 \text{ in}$$

یک رابطه تقریبی برای محاسبه سرعت بحرانی عبارت است از:

$$n_c = 1.55 \times 10^6 \times \frac{d^2}{\ell \sqrt{w\ell}}$$

که در آن:

ℓ : طول بین بلبرینگ هاست و تقریباً دو برابر طول محوری رتور (L_{stk}) در نظر گرفته می شود.

w : وزن رتور

d : قطر محور

$$d = 0.686 \text{ in} , w = 0.774 \text{ lb} , \ell = 2L_{stk} = 3.7 \text{ in}$$

رابطه بالا
→ $n_c = 116495 \text{ rpm} \gg$ سرعت نامی

ضخامت هسته استاتور

بحث مشابه در انتخاب ضخامت هسته رتور اینجا نیز صادق است. بنابراین:

$$y_s = (2/3) t_s \xrightarrow{\text{در مثال مطرح شده}} y_s = 2/3 \times 0.483 = 0.322 \text{ in}$$

ارتفاع قطب استاتور (عمق شیار استاتور)

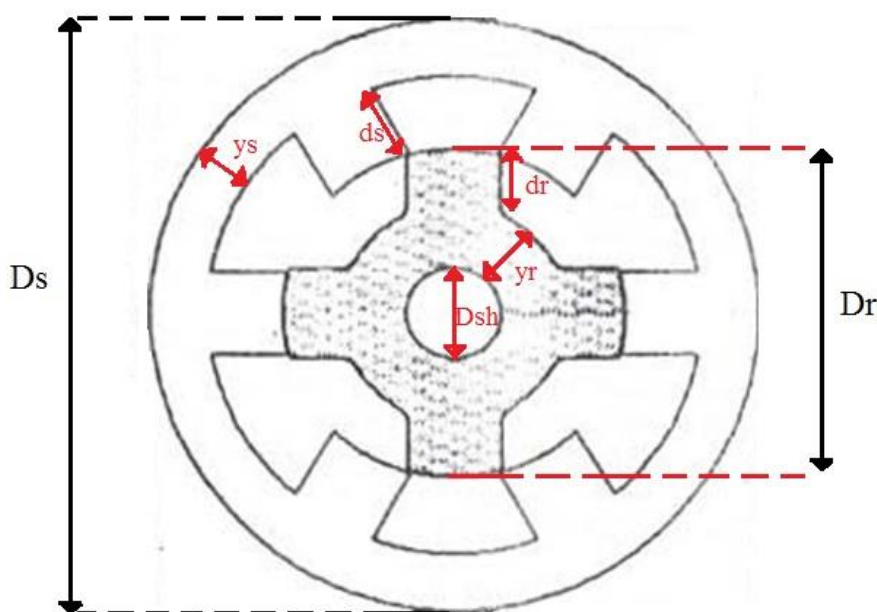
این پارامتر از روی بقیه پارامترهای موتور قابل تعیین است.

$$d_s = \frac{1}{2} (D_s - D_r - 2(g + y_s))$$

در مثال مطرح شده داریم:

$$d_s = \frac{1}{2} (3.7 - 1.85 - 2(0.009 + 0.322)) = 0.594 \text{ in}$$

پارامترهای موتور طرح شده به همراه برش عرض موتور در شکل ۴۱-۱ داده شده است.



شکل ۴۱-۱- برش عرضی 6/4 SRM

با داشتن برش عرضی موتور، سطح شیار استاتور قابل محاسبه است و برابرست با:

$$A_{slot} = 0.497 \text{ in}^2$$

محاسبه چگالی جریان

برای مثال مطرح شده، نرم افزار PC-SRD نسبت گشتاور ماکزیمم به متوسط را تقریباً 2.25 نشان می دهد. بنابراین:

$$T_{peak} = 2.25 \times 11 = 24.75 \text{ lbf.in}$$

از رابطه Prof. Harris در محاسبه آمپردور موردنیاز داریم:

$$N_P i_{peak} = \frac{T_{peak}}{B_s D_r L_{stk}} \quad (\text{در واحد متر یک})$$

با فرض $B_s = 1.7 \text{ T}$ داریم:

$$N_P i_{peak} = \frac{24.75}{1.7 \times 1.85 \times 1.85} \times 175 = 744 \text{ At}$$

ضریب 175 برای تبدیل واحد انگلیسی به متریک استفاده شده است:

$$1 \text{ in} = \frac{1}{39.37} \text{ m} \quad , \quad 1 \text{ lbf.in} = \frac{1}{8.85} \text{ N.m}$$

برای نقطه عملکرد مزبور، PC-SRD نسبت جریان ماکزیمم به مؤثر را نیز 2.25 نشان می دهد. بنابراین:

$$\text{آمپردور مؤثر} = \frac{744}{2.25} = 331$$

فرض می کنیم ضریب پرشدگی شیار 33% باشد. با دو سیم پیچی در هر شیار، مساحت یک طرف سیم پیچی

$$(N_P \text{ دور}) \text{ برابر است با: } 0.33 \times 0.479 / 2 = 0.079 \text{ in}^2$$

و بنابراین:

$$\text{چگالی جریان مؤثر} = \frac{331}{0.079} = 4.188 \text{ A/in}^2 = 6.5 \text{ A/mm}^2$$

ضریب بار در مثال مطرح شده 50% است. بنابراین:

$$\text{مقدار مؤثر چگالی جریان واقعی} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 4.188 = 2.960 \text{ A/in}^2 = 4.6 \text{ A/mm}^2$$

این مقدار مناسبی برای موتور SR کوچک است اما بهتر است با محاسبات حرارتی اطمینان حاصل شود.

با آنچه گفته شد می توان رابطه زیر را در محاسبه چگالی جریان استفاده کرد.

$$I_{rms} = \frac{2 \times 175 K_{T_{peak}} T}{K_{I_{peak}} K_S A_{slot} B_s D_r L_{stk}} \text{ A/in}^2$$

که در آن:

T : گشتاور متوسط بر حسب lbf.in

K_{Tpeak} : نسبت گشتاور ماکزیمم به متوسط

K_{Ipeak} : نسبت جریان ماکزیمم به مؤثر

K_S : ضریب پرشدگی شیار

A_{slot} : مساحت شیار

B_S : چگالی شار اشباع

D_r : قطر رتور به in

L_{stk} : طول محوری به in

اگر چگالی جریان خیلی زیاد باشد، می توان ارتفاع قطب استاتور را افزایش داد. برای موتور کاملاً بسته چگالی جریان بایستی به 4 A/mm^2 محدود شود. در مصارف خانگی می توان تا 10 A/mm^2 نیز انتخاب شود. برای

کاربرد فضایی که با روغن خنک می شود چگالی جریان تا 20 A/mm^2 نیز امکان پذیر است.

تخمین تعداد دور بر قطب

$$\psi_{peak} = \frac{V_s \Delta}{\omega} \quad \text{حداکثر شار پیوندی با یک فاز}$$

که در آن:

Δ : زاویه هدایت در سرعت $(\omega = \text{RPM} \times \frac{2\pi}{60})$ که برابر زاویه ضربه است.

V_s : ولتاژ باس DC

$$\psi_{peak} = t_s L_{stk} B_s \times 2 N_p \quad \text{از طرف دیگر:}$$

از دو معادله بالا داریم:

$$N_p = \frac{46500 V_s}{\text{rpm } m t_s L_{stk} N_r B_s}$$

که در آن m تعداد فاز و N_r تعداد قطب های رتور است. به علاوه، ضریب 46500 برای تبدیل واحدها استفاده می

شود و t_s و L_{stk} برحسب inches و B_s برحسب T می باشد.

برای مثال مطرح شده که $V_s = 24 \text{ V}$ می باشد، با فرض $B_s = 1.7 \text{ T}$ داریم:

$$N_p = 31 \text{ turns/pole}$$

فصل دوم

موتورهای خطی

مدلسازی و طراحی دو نوع موتور خطی شامل موتور سوئیچ رلوکتانس خطی و موتور القایی در این فصل مورد توجه قرار می گیرد.

۱-۲- موتور سوئیچ رلوکتانس خطی

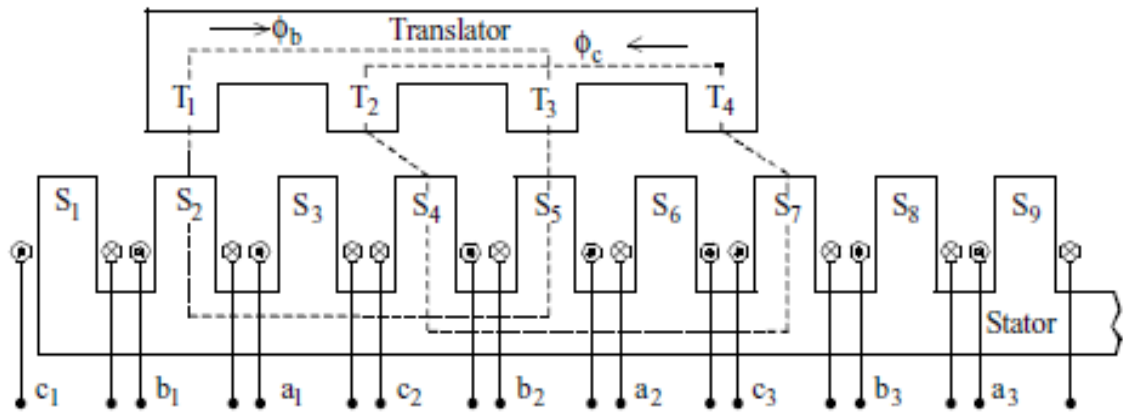
در این زیربخش یک روند طراحی استاندارد برای طراحی موتور سوئیچ رلوکتانس خطی (LSRM) یک طرفه ارائه می گردد. در روند مزبور اصول طراحی موتور سوئیچ رلوکتانس دورانی مدنظر قرار می گیرد و برای انجام این کار بایستی مشخصات ماشین خطی به یک ماشین دورانی معادل تبدیل می گردد.

۱-۱-۲- پیکربندی LSRM

ساختار یک LSRM سه فاز به همراه سیم پیچی هایش در شکل ۱-۲ نمایش داده شده است. در این ساختار استاتور اکتیو و رتور (قسمت متحرک) پسیو است. به قسمت متحرک translator گفته می شود. ساختار این موتور سوئیچ رلوکتانس خطی شامل ۴ قطب روی قسمت متحرک و n قطب روی استاتور است و معادل یک $SRM^{6/4}$ دورانی است.

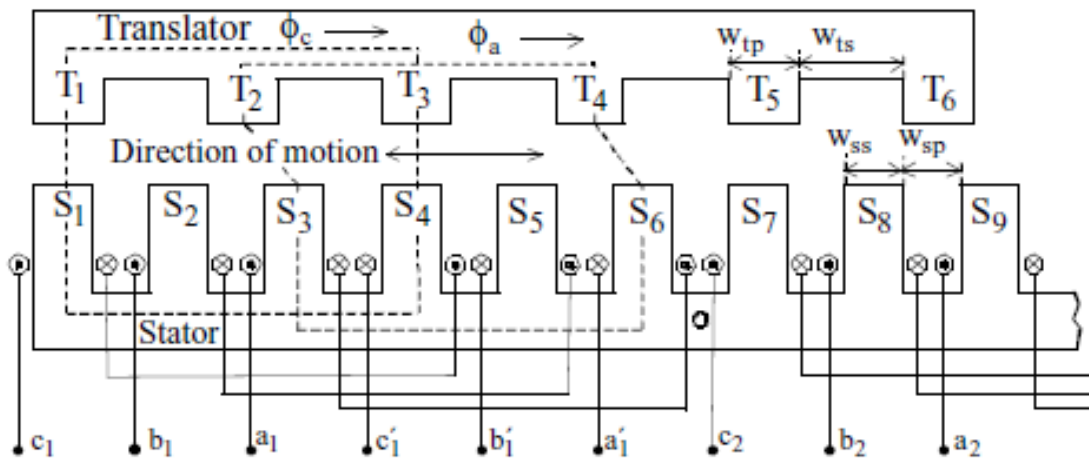
یک ناحیه استاتور حاوی 6 قطب استاتور است و بنابراین تعداد نواحی استاتور (N_{sc}) برابر است با:

$$N_{sc} = \frac{n}{6}$$

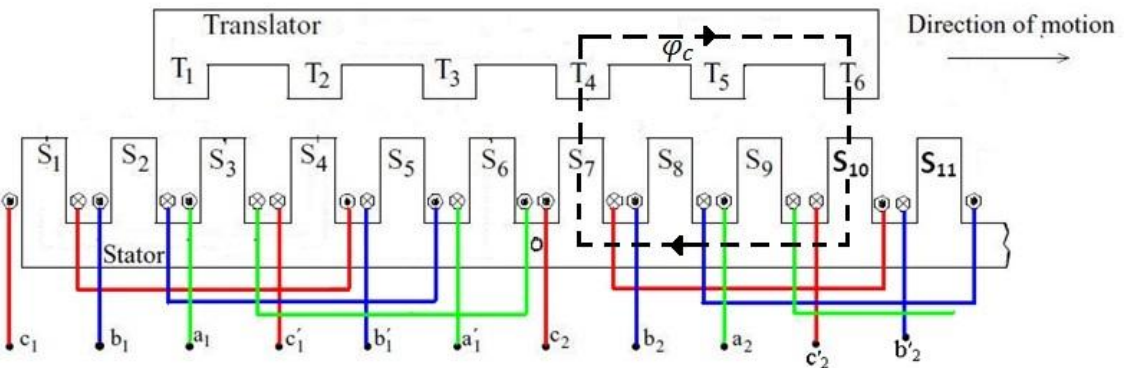
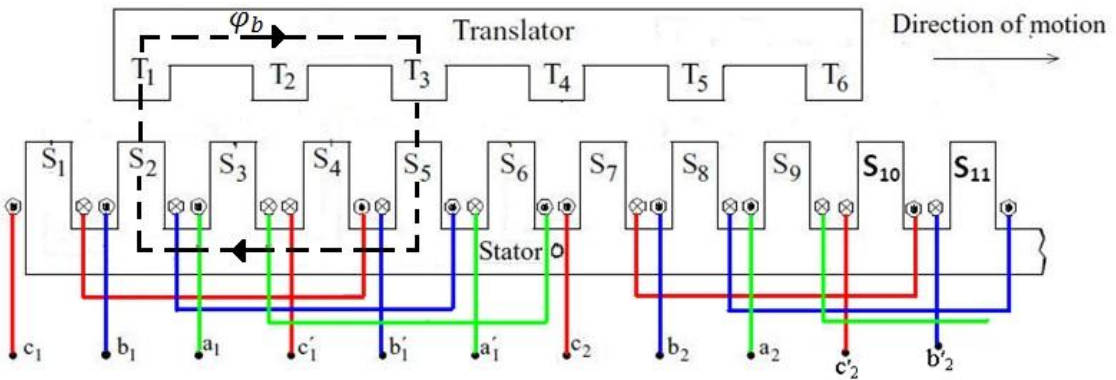
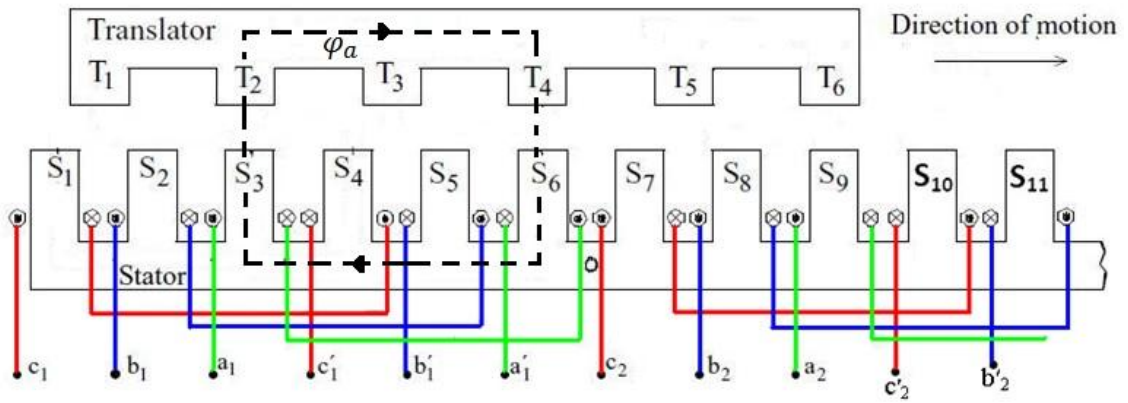
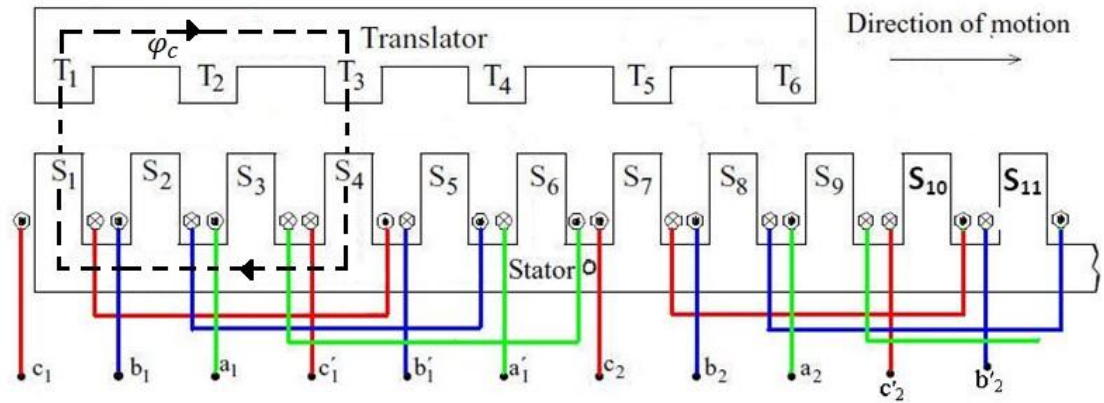


شکل ۲-۱- برش عرضی یک LSRM

با توجه به اینکه در ماشین سوئیچ رلوکتانس دورانی معادل ($SRM\ 6/4$) تنها 4 قطب روی رتور داریم، از این رو به نظر می‌رسد وجود فقط 4 قطب روی ترانسلیتر کافی باشد. اما همانطور که از شکل ۲-۱ مشاهده می‌شود، این کار باعث معکوس شدن شار در بخشی از ترانسلیتر و نتیجتاً افزایش تلفات هسته و نویز می‌گردد. بنابراین ساختار نشان داده‌شده در شکل ۲-۲ پیشنهاد می‌شود که دو قطب اضافه در ترانسلیتر مدنظر قرار می‌گیرد. با توجه به شکل ۲-۳ اینکار از معکوس شدن شار جلوگیری می‌کند.

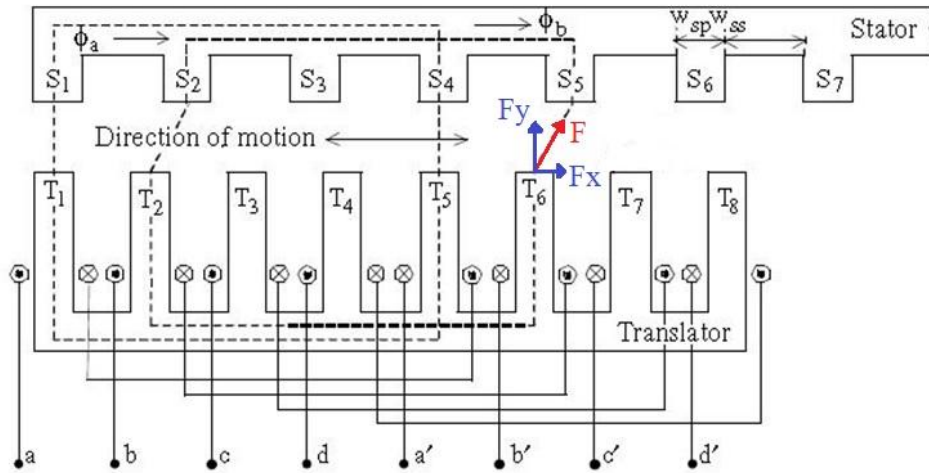


شکل ۲-۲- برش عرضی یک LSRM با شش قطب روی قسمت متحرک



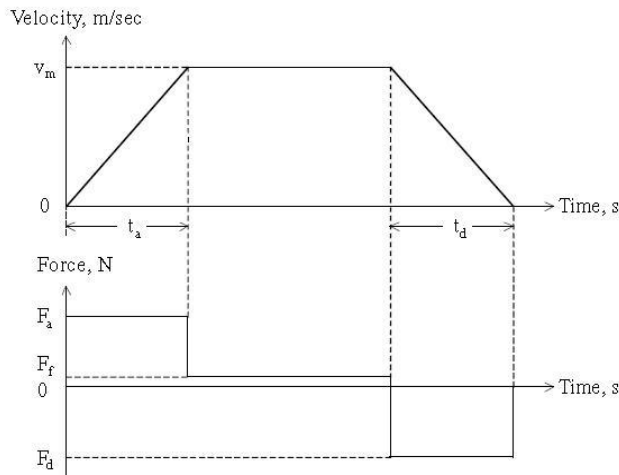
شکل ۲-۳- چگونگی تحریک LSRM با شش قطب روی قسمت متحرک (ترانسلیتر)

می توان تحریک را روی قسمت متحرک (translator) مشابه شکل ۲-۳ قرار داد. با این کار هزینه ساخت بسیار کمتر می گردد. در این شکل F_x نیروی رانش (Thrust) است و نیروی F_y نیروی عمودی است که برای بحث تعلیق (Levitation) می تواند مورد استفاده قرار گیرد.



شکل ۲-۳- برش عرضی یک LSRM با سیم پیچی روی قسمت متحرک

۲-۱-۲- روند طراحی LSRM



مشخصات طرح:

L_t = طول ماشین

M_t = جرم قسمت متحرک

نمودار سرعت مطابق شکل ۲-۴

شکل ۲-۴- نمودار سرعت برای مثال موردنظر

ماکزیمم شتاب : $a_a = \frac{v_m}{t_a}$

نیروی شتاب : $F_a = M_t a_a$

توان ماکزیمم : $P = F_a v_m$

طراحی SRM دورانی معادل:

همانطور که قبلاً اشاره شد، ابتدا یک موتور سوئیچ رلوکتانس دورانی برای مشخصات طراحی فوق طراحی می‌شود. سپس، پارامترهای طراحی موتور سوئیچ رلوکتانس خطی با تبدیل عکس تعیین می‌شوند. سرعت چرخش برحسب دوربردقیقه (N_r) از معادله زیر بدست می‌آید:

$$N_r = \frac{V_m}{D/2} \times \frac{60}{2\pi}$$

که در آن D قطر رتور در ماشین دورانی است. قبلاً اثبات شد که معادله توان خروجی در یک SRM دورانی عبارت است از:

$$P = K_e K_d K_1 K_2 B A_s D^2 L N_r$$

که در آن:

P : توان خروجی

K_e : بازده

K_d : duty cycle که به وسیله زاویه هدایت جریان از روی پروفیل اندوکتانس به دست می‌آید.

$$K_1 = \pi^2 / 120$$

K_2 : یک متغیر که به نقطه کار بستگی دارد و با استفاده از اندوکتانس اشباع هم راستایی کامل اندوکتانس ناهم راستایی تعیین می‌شود.

B : چگالی شار قطب استاتور در موقعیت Aligned

A_s : بارگیری الکتریکی مخصوص (آمپر هادی بر متر محیط داخلی استاتور)

L : طول محوری ماشین

N_r : سرعت

با فرض $L = K D$ داریم:

$$P = K_e K_d K_1 K_2 B A_S D^2 (KD) \left(\frac{V_m}{D/2} \times \frac{60}{2\pi} \right) = K_e K_d K_1 K_2 K B A_S D^2 V_m \frac{60}{2\pi}$$

$$\Rightarrow D = \sqrt{\frac{P \pi}{60 K_e K_d K_1 K_2 K B A_S V_m}}$$

طول فاصله هوایی در LSRM بزرگتر از آن در SRM دورانی انتخاب می شود، بنابراین در موقعیت همراستایی کامل مشخصه B-H تقریباً خطی است و رلوکتانس هسته در مقایسه با رلوکتانس فاصله هوایی کوچک است.

$$\varphi = B_g A_g \quad \text{شار ماشین}$$

$$A_g = \left(\frac{D}{2} - l_g \right) \left(\frac{\beta_r + \beta_s}{2} \right) L$$

l_g : طول فاصله هوایی

با صرف نظر از شار نشتی، شار عبوری از فاصله هوایی باشد قطب استاتور برابر است:

$$\varphi = B A_{sp}$$

$$A_{sp} = \frac{DL \beta_s}{2}$$

شدت میدان مغناطیسی (H) در فاصله هوایی برابر است با:

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_o} = \frac{B A_{sp}}{\mu_o A_g}$$

با فرض وجود یک فاصله هوایی بزرگ، آمپر دور مورد نیاز برای تولید شدت میدان مغناطیسی H_g در فاصله هوایی عبارت است از:

$$T_{ph} I_p = H_g (2 l_g) \quad \rightarrow \quad T_{ph} = \frac{H_g (2 l_g)}{I_p}$$

T_{ph} : تعداد دور سیم پیچی در هر فاز

I_p : جریان فاز ماکزیمم

با فرض یک مقدار برای جریان فاز ماکزیمم، تعداد دور از رابطه بالا قابل محاسبه است. اگر J چگالی جریان مجاز ماکزیمم در سیم پیچی و Q تعداد فازها باشد، ناحیه هادی ها عبارت است از:

$$a_c = \frac{I_p}{J \sqrt{q}}$$

$$A_{sy} = b_{sy} L = \frac{A_{sp} B}{B_{sy}} \quad \text{مساحت هسته استاتور}$$

$$h_s = \frac{D_o}{2} - \frac{D}{2} - b_{sy} \quad \text{ارتفاع قطب استاتور}$$

که در آن:

b_{sy} : ضخامت هسته استاتور

D_o : قطر خارجی ورقه های استاتور

$$A_{rp} = \left(\frac{D}{2} - l_g\right) L \beta_r \quad \text{مساحت قطب رتور}$$

اگر هسته رتور شعاعی معادل پهنای قطب رتور داشته باشد، ضخامت هسته رتور و ارتفاع قطب رتور عبارتند از:

$$b_{ry} = \frac{A_{rp}}{L} \quad \text{ضخامت هسته رتور}$$

$$h_r = \frac{D}{2} - l_g - b_{ry} \quad \text{ارتفاع قطب رتور}$$

در اینجا محاسبات مربوط به طراحی SRM دورانی کامل می شود. در ادامه تبدیل پارامترهای طراحی به حالت خطی مدنظر قرار می گیرد.

تبدیل پارامترهای دورانی به خطی:

محیط هسته در ماشین دورانی معادل طول یک ناحیه از LSRM است. بنابراین، تعداد کل نواحی LSRM عبارت است از:

$$N_{sc} = \frac{L_t}{\pi D}$$

$$n = P_s N_{sc} \quad \text{تعداد قطب های استاتور}$$

که P_s تعداد قطب های استاتور در ماشین دورانی است.

$$W_{sp} = \frac{A_{sp}}{L} = \frac{D}{2} \beta_s \quad \text{عرض قطب استاتور}$$

$$W_{ss} = \frac{\pi D - P_s W_{sp}}{P_s} \quad \text{عرض شیار استاتور}$$

$$W_{tp} = \frac{D}{2} \beta_r \quad \text{عرض قطب رتور در ماشین خطی}$$

$$W_{ts} = \frac{\pi D - P_r W_{tp}}{P_r} \quad \text{عرض شیار رتور در ماشین خطی}$$

که P_r تعداد قطب های رتور در ماشین دورانی است.

حال با محاسبه ضریب پرشدگی شیار اطمینان حاصل می شود که آیا مساحت شیار برای نگه داشتن سیم پیچی کافی است.

$$\text{Fill factor: } F_f = \frac{\text{مساحت سیم پیچی}}{\text{مساحت شیار}}$$

$$d_c = \sqrt{\frac{4 a_c}{\pi}} \quad \text{قطرهادی}$$

با فرض آنکه عرض نگه دارنده سیم پیچی در شیار w باشد، تعداد لایه های عمودی سیم پیچی عبارت است از:

$$N_v = P_f \frac{h_s - w}{d_c}$$

که در آن P_f ضریب جاسازی (Packing factor) است.

تعداد لایه های افقی عبارت است از:

$$N_h = \frac{T_{ph}}{2 N_v}$$

بنابراین ناحیه سیم پیچی برابر است با:

$$\text{مساحت سیم پیچی استاتور} = 2 \frac{a_c N_h N_v}{P_f}$$

$$F_f = \frac{\text{مساحت سیم پیچی}}{\text{مساحت شیار}} = \frac{2 \frac{a_c N_h N_v}{P_f}}{W_{ss}(h_s - w)} = \frac{2 a_c N_h N_v}{P_f W_{ss}(h_s - w)}$$

بازه نرمال ضریب پرشدگی $0.2 < F_f < 0.7$ است.

طول رتور (translator) با 6 قطب عبارت است از:

$$L_{tr} = 6 W_{tp} + 5 W_{ts}$$

عمق هسته در LSRM معادل طول محوری SRM دورانی (L) است:

$$L_w = L = k D$$

۲-۱-۳- مثال طراحی

یک LSRM به طول 4.8 m طراحی نمایید که سرعت خطی 1.5 m/s، زمان شتاب 0.667 S و جرم ترانسلیتر برابر با 20 kg است.

$$\text{شتاب : } a_c = \frac{v_m}{t_a} = \frac{1.5}{0.667} = 2.25 \text{ m/s}^2$$

$$\text{نیرو برای این شتاب : } F_a = M_t a_a = 20 \times 2.25 = 45 \text{ N}$$

$$\text{توان : } P = F_a v_m = 45 \times 1.5 = 67.5 \text{ W}$$

برای SRM دورانی معادل $\beta_s = 30^\circ = 0.524 \text{ rad}$ و $\beta_r = 36^\circ = 0.628 \text{ rad}$ فرض می شود.

ثوابت زیر در طراحی در نظر گرفته می شوند:

$$K_e = 0.4, K_d = 1, K_2 = 0.7, B = 1.1215, A_s = 23886.5, K = 0.655$$

$$\text{قطر هسته : } D = \sqrt{\frac{P \pi}{60 K_e K_d K_1 K_2 K B A_s V_m}} = 76.39 \text{ mm}$$

$$\text{طول هسته : } L = k D = 0.655 \times 76.39 = 50 \text{ mm}$$

$$\text{ضخامت هسته استاتور : } b_{sy} = \frac{D \beta_s}{2} = 20 \text{ mm}$$

با فرض قطر خارجی $D_o = 190 \text{ mm}$ ، داریم:

$$\text{ارتفاع قطب استاتور : } h_s = \frac{D_o}{2} - \frac{D}{2} - b_{sy} = \frac{190}{2} - \frac{76.39}{2} - 20 \simeq 37 \text{ mm}$$

$$\text{ضخامت هسته رتور : } b_{ry} = \frac{D}{2} \beta_r = \frac{76.39}{2} \times 0.628 = 24 \text{ mm}$$

$$\text{ارتفاع قطب رتور : } h_r = \frac{D}{2} - l_g - b_{ry} = \frac{76.39}{2} - 1 - 24 \simeq 15 \text{ mm}$$

شدت میدان مغناطیسی (H) در فاصله هوایی عبارت است از:

$$H_g = \frac{B}{\mu_0} = \frac{1.1215}{4\pi \times 10^{-7}} = 892461.3 \text{ A/m}$$

برای جریان ماکزیمم $I_p = 8.5^A$ ، تعداد دور سیم پیچی بر فاز برابر است با:

$$T_{ph} = \frac{H_g (2 l_g)}{I_p} = 210 \text{ trans/phase}$$

با فرض چگالی جریان $J = 6^A/mm^2$ ، سطح هادی عبارت است از:

$$a_c = \frac{I_p}{J \sqrt{q}} = \frac{8.5}{6\sqrt{3}} = 0.818 \text{ mm}^2$$

نزدیک ترین سطح هادی استاندارد به این اندازه سطح هادی AWG # 18 است که سطح آن برابر است با 0.817 mm^2 و بنابراین این هادی انتخاب می شود.

در اینجا مرحله طراحی SRM دورانی تکمیل می شود. حال تبدیل دورانی به خطی را داریم:

تعداد نواحی LSRM و تعداد کل قطب های استاتور عبارتند از:

$$N_{sc} = \frac{L_1}{\pi D} = \frac{4.8}{\pi \times 76.39 \times 10^{-3}} = 20$$

$$n = P_s N_{sc} = 6 \times 20 = 120$$

$$\text{پهنای قطب استاتور } W_{sp} = \frac{D \beta_s}{2} = \frac{76.394 \times 30}{2} \times \frac{\pi}{180} = 20 \text{ mm}$$

$$\text{عرض شیار استاتور } W_{ss} = \frac{\pi D - 6 W_{sp}}{6} = \frac{\pi \times 76.394 - 6 \times 20}{6} = 20 \text{ mm}$$

$$\text{عرض قطب رتور (translator) } W_{tp} = b_{ry} = 24 \text{ mm}$$

$$\text{عرض شیار translator } W_{ts} = \frac{\pi D - 4 W_{tp}}{4} = \frac{\pi \times 76.394 - 4 \times 24}{4} = 36 \text{ mm}$$

$$\text{طول کلی translator } L_{tr} = 6 W_{tp} + 5 W_{ts} = 6 \times 24 + 5 \times 36 = 324 \text{ mm}$$

عرض هسته LSRM از روی طول محوری هسته در SRM دورانی به دست می آید:

$$L_w = L = k D = 50 \text{ mm}$$

حال ضریب پرشدگی بررسی می شود:

$$d_c = \sqrt{\frac{4 a_c}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.817}{\pi}} = 1.02 \text{ mm}$$

با فرض: $w = 3 \text{ mm}$ ارتفاع درپوش شیار (Wedges)

$P_f = 0.8$ ضریب جاسازی (Packing factor)

داریم:

$$N_v = P_f \frac{h_s - w}{d_c} = 0.8 \frac{37 - 3}{1.02} = 26.6 \approx 26$$

$$N_h = \frac{T_{ph}}{2 N_v} = \frac{210}{2 \times 26} = 4.03 \approx 4$$

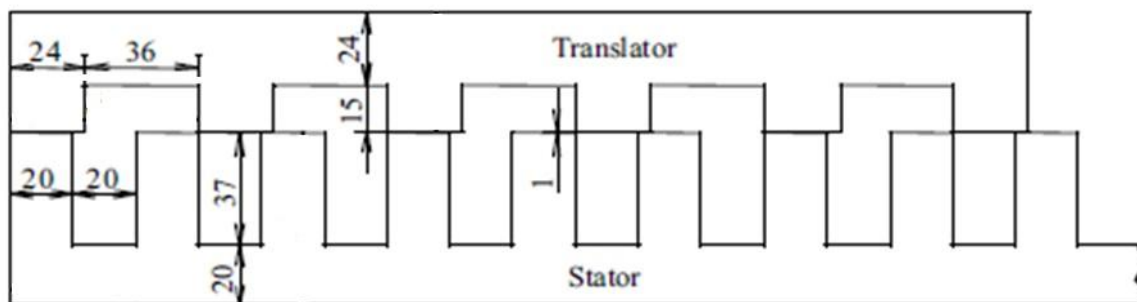
در نتیجه:

$$2 \frac{a_c N_v N_h}{P_f} = 212.4 \text{ mm}^2$$

بنابراین:

$$F_f = \frac{\text{مساحت سیم پیچی}}{\text{مساحت شیار}} = \frac{212.4}{(37 - 3) \times 20} = 0.312$$

برش عرضی LSRM طراحی شده در شکل ۲-۵ نمایش داده شده است.



شکل ۲-۵- ابعاد LSRM طراحی شده

۲-۲- موتور القایی خطی

در این زیربخش ابتدا ساختار و اصول عملکرد موتور القایی خطی (LIM) Linear Induction Motor به طور مختصر شرح داده می شود و سپس روند طراحی این موتور ارائه می شود.

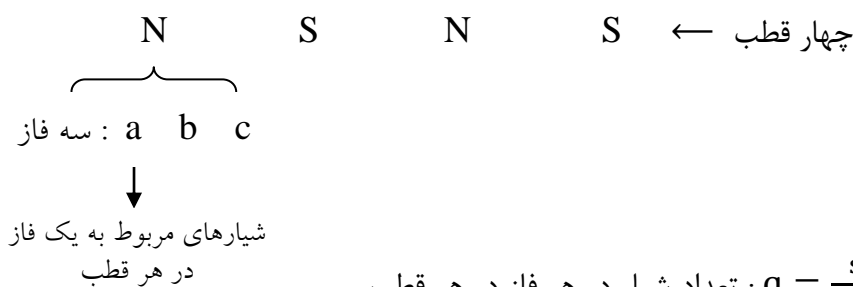
۲-۲-۱- ساختار و اصول عملکرد موتور

اولیه

۱- استاتور از آهن مرق به خاطر کاهش تلفات فوکو

۲- شیار باز نیمه باز بسته

۳- سیم پیچی: توزیع شده یا متمرکز



$$q = \frac{s}{P m} : \text{تعداد شیار در هر فاز در هر قطب}$$

s : تعداد کل شیارها

P : تعداد قطب ها

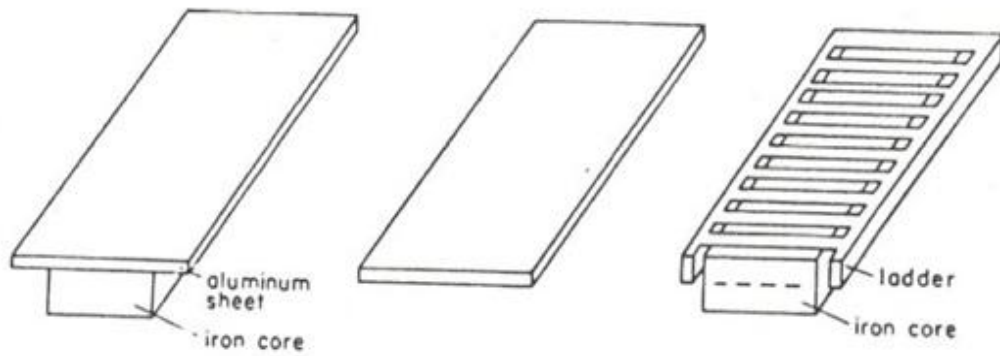
m=3 : تعداد فازها

اگر q بزرگتر از یک باشد سیم پیچی نوع توزیع شده است و حرکت نرم تر است.

ثانویه

✓ هادی آلومینیوم (Al) با ضخامت $6^{mm} - 2$ به صورت ورقه کامل یا نردبانی مطابق شکل ۲-۶

✓ وجود هسته آهنی برای تکمیل مسیر شار در ماشین یک بر



شکل ۲-۶- انواع مختلف ثانویه برای LIM

فاصله هوایی

حدود 10mm یا بیشتر در حالی که در نوع دورانی (RIM) در بازه 1mm است.

فاصله هوایی بزرگ ← افزایش رلوکتانس مسیر شار ← جریان مغناطیس کنندگی زیاد ← کاهش بازده و ضریب توان پائین.

از آنجاییکه آلومینیوم و هوا ضریب نفوذپذیری مغناطیسی تقریباً برابری دارند، طول فاصل هوایی از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$g'_m = k_c g$$

$$k_c = f(\lambda_t, w_c, \dots) \text{ : ضریب کارتر}$$

که در آن λ_t و w_c به ترتیب گام دندان و عرض شیار استاتور است.

$$\text{KVA ورودی} = \frac{P_{out}}{\eta \cos \varphi}$$

$$\text{RIM} = \eta \cos \varphi = 0.7$$

$$\text{LIM} = \eta \cos \varphi = 0.4$$

✓ نیروی افقی F_x یا Thrust (نیروی رانش)

✓ نیروی عمودی F_n از نوع جزیبی می تواند در تعلیق (Levitation) مفید باشد.

$$v_s = 2 \zeta f \text{ (m/s)} \quad \text{سرعت سنکرون}$$

$$S = \frac{v_s - v}{v_s} \quad \text{لغزش}$$

$$n_s = \frac{120 f}{p} \text{ (rpm)} = \frac{f}{p/2} \text{ (rps)} \quad \text{سرعت سنکرون}$$

$$\frac{f}{p/2} \times p \zeta = 2 f \zeta$$

$$v_s = 2 f \zeta \quad \text{سرعت سنکرون} \rightarrow \text{طول پیموده شده بر حسب متر در یک دور}$$

ζ : گام قطبی = طولی از اولیه که متعلق به یک نیم موج mmf است.

ولتاژ القایی

تفاوتی با ماشین معمولی ندارد. اگر شار فاصله هوایی به صورت سینوسی در نظر گرفته شود جریان و توزیع سیم‌پیچی نیز همین طور، داریم:

$$\varphi = \varphi_{max} \sin \omega t \rightarrow e_1(t) = N_1 \frac{d\varphi}{dt} = N_1 \omega \varphi_{max} \cos \omega t$$

$$E_1 \text{ rms} = \frac{N_1 2\pi f \varphi_{max}}{\sqrt{2}} = 4.44 N_1 f \varphi_{max} \quad \text{مقدار مؤثر ولتاژ}$$

ولتاژی که در ثانویه القاء می شود وابسته به لغزش است. در حالت سکون مثل ترانسفورماتور عمل می کند:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

$$E_{2s} = s E_2 \quad \text{در حالت کار موتوری (s < 1) داریم:}$$

$$I'_2 = \frac{s E'_2}{|Z'_2(s)|} = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + \left(\frac{X'_2(s)}{s}\right)^2}}$$

اثبات می شود رابطه زیر بین نیرو و سرعت برقرار است:

$$F = \frac{2 F_{max}}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s}}$$

در حالت وجود ثانویه آهنی دو نیروی عمودی وجود دارد و $F_z = F_{za} - F_{zr}$ که در آن:

یک آهنربا، آهن را جذب می کند $\rightarrow F_{za}$: نیروی جاذبه الکترومغناطیسی (attraction force)

اعمال نیرو بین دو هادی حامل جریان $\rightarrow F_{zr}$: نیروی دافعه لورنتز (repulsion force)

روابط توان

تعداد فازها

$$P_{in} = m_1 V_1 I_1 \cos\varphi$$

$$P_{out} = F_x v$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{F_x v}{m_1 V_1 I_1 \cos\varphi}$$

۲-۲-۲- انتخاب مدل فیزیکی

۱-۲-۲-۲- روابط پایه میدان مغناطیسی

در این زیر بخش روابط حاکم بر میدان مغناطیسی یادآوری می شود.

$$\bar{E} \text{ (V/m): شتت میدان الکتریکی}$$

$$\bar{H} \text{ (A/m): شتت میدان مغناطیسی}$$

$$\bar{D} \text{ (C/m}^2\text{): چگالی شار الکتریکی}$$

$$\bar{B} \text{ (T یا Wb/m}^2\text{): چگالی شار مغناطیسی}$$

$$\bar{V} = \text{grad } V = \frac{\partial V}{\partial x} \bar{i} + \frac{\partial V}{\partial y} \bar{j} + \frac{\partial V}{\partial z} \bar{k}$$

$$V = f(x, y, z) \text{ : اسکالر}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = \text{div } \vec{B} = \frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z}$$

بردار چگالی شار: $\vec{B} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j} + B_z \vec{k}$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \text{Curl } \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

بردار شدت میدان مغناطیسی: $\vec{H} = H_x \vec{i} + H_y \vec{j} + H_z \vec{k}$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{قانون فارادی:}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = 0 \quad \text{قانون گوس:}$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial x} \quad \text{قانون آمپر:}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

ضریب نفوذپذیری الکتریکی

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}$$

ضریب هدایت الکتریکی

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{B}$$

\vec{A} : بردار پتانسیل مغناطیسی

۲-۲-۲-۲- معادله میدان فاصله هوایی

مفروضات:

۱- جریان هادی اولیه و ثانویه فقط در جهت Z وجود دارند.

۲- ضریب نفوذپذیری مغناطیسی اولیه و ثانویه بی نهایت فرض می شود.

۳- اولیه و ثانویه نسبت به هم حرکت ندارند.

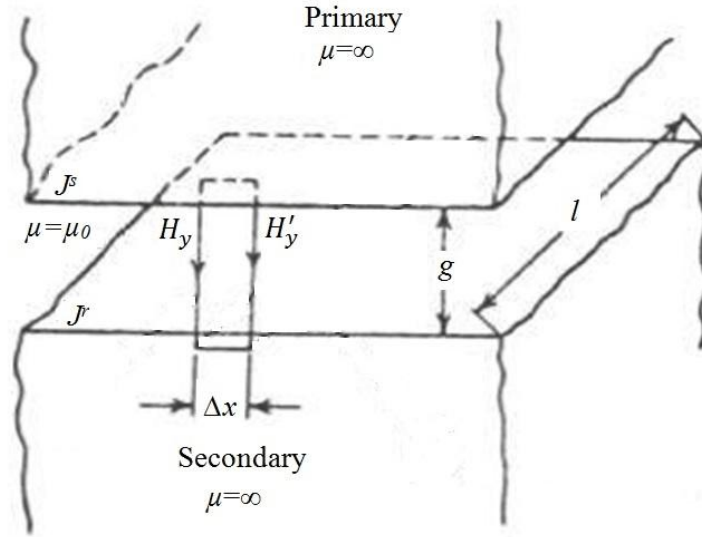
$$H'_y = \frac{\partial H_y}{\partial x} \Delta_x + H_y$$

$$\left(\frac{H'_y - H_y}{\Delta_x} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \right) \text{ (زیرا:)}$$

$$E'_z = \frac{\partial E_z}{\partial x} \Delta_x + E_z$$

$$\oint \bar{H} \cdot d\bar{l} = \int \bar{J} \cdot d\bar{s} \quad \rightarrow \quad -H_y \cdot g + H'_y \cdot g = J^s \Delta_x + J^r \Delta_x$$

$$\xrightarrow{\Delta_x \rightarrow 0} \quad g \frac{\partial H_y}{\partial x} = J^s + J^r \quad (*)$$



شکل ۲-۷- یک مدل ایده‌آل از LIM

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad \xrightarrow{\text{تنها در راستای } x} \quad -\frac{\partial E_z}{\partial x} = -\mu_0 \frac{\partial \bar{H}_y}{\partial t} \quad (**)$$

$$J^r = \sigma E_z \quad (***) \quad \text{برای محیط بدون حرکت:}$$

$$g \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = \frac{\partial J^r}{\partial x} + \frac{\partial J^s}{\partial x} \quad \text{از (*) مشتق می‌گیریم:}$$

$$\xrightarrow{***} \quad g \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = \sigma \frac{\partial E_z}{\partial x} + \frac{\partial J^s}{\partial x} \quad ** \quad = \frac{\partial J^s}{\partial x} + \mu_0 \sigma \frac{\partial H_y}{\partial t}$$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} - \frac{\mu_0 \sigma}{g} \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{g} \frac{\partial J^s}{\partial x}$$

$$\xrightarrow{B_y = \mu_0 H_y} \quad \frac{\partial^2 B_y}{\partial x^2} - \frac{\mu_0 \sigma}{g} \frac{\partial B_y}{\partial t} = \frac{\mu_0}{g} \frac{\partial J^s}{\partial x}$$

معادله میدان در حالت حرکت صفر

$$J^r = \sigma (E_z + \bar{v}_x \times \bar{B}_y)$$

اگر حرکت داشته باشیم:

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = J + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t}$$

با فرض عدم تغییرات چگالی شار الکتریکی:

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = \bar{J} \frac{\times \mu}{\text{قانون اهم: } J = \sigma(E + \bar{v} \times \bar{B})} > \quad \bar{\nabla} \times \bar{B} = \mu \sigma (\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B})$$

$$\xrightarrow{\bar{\nabla} \times \bar{A} = \bar{B}} \bar{\nabla} \times (\bar{\nabla} \times \bar{A}) = \mu \sigma [\bar{E} + \bar{v} \times (\nabla \times \bar{A})]$$

$$\rightarrow \bar{\nabla} (\bar{\nabla} \cdot \bar{A}) - \nabla^2 \bar{A} = \mu \sigma [\bar{E} + \bar{v} \times (\bar{\nabla} \times \bar{A})] \quad (1)$$

از طرف دیگر داریم:

$$\left. \begin{array}{l} \bar{\nabla} \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \\ \bar{\nabla} \times \bar{A} = \bar{B} \end{array} \right\} \rightarrow E = -\frac{\partial A}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \times \bar{D} = \bar{\nabla} \cdot (\epsilon \bar{E}) = \bar{\nabla} \cdot \left(-\epsilon \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) = -\epsilon \frac{\partial}{\partial t} \nabla \cdot \bar{A} = 0 \quad \rightarrow \quad \nabla \cdot \bar{A} = 0 \quad (3)$$

$$\nabla \times \bar{D} = \rho \quad \downarrow \quad \rho = 0 \quad \text{بافرض}$$

$$\xrightarrow{1,2,3} \nabla^2 \bar{A} = \mu \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} - \bar{v} \times (\nabla \times \bar{A}) \right)$$

با فرض $\bar{A}_{(x,y,z)} = A_{(y)} e^{j(\omega t - \beta x)} \hat{a}_z = A_z \hat{a}_z$ داریم:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = \mu \sigma (j\omega A_z + v_x \frac{\partial A_z}{\partial x}) \quad (\text{معادله اساسی LIM})$$

با دوبار مشتق گرفتن از پتانسیل داریم:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} = -\beta^2 A_z \quad (1)$$

از طرف دیگر:

$$j\omega A_z + v_x \frac{\partial A_z}{\partial x} = j\beta v_s A_z + v_x \frac{\partial A_z}{\partial x}$$

$$\xrightarrow{v_x=(1-s)v_s} = j\beta v_s A_z - j\beta v_s A_z + j s \beta v_s A_z \quad (2)$$

از معادله اساسی و (1) و (2) داریم:

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = A_z \beta^2 \left(1 + \frac{j\mu\sigma S v_s}{\beta}\right)$$

$$\beta^2 \left(1 + \frac{j\mu\sigma S v_s}{\beta}\right) \triangleq \alpha^2 \quad \rightarrow \quad \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} - \alpha^2 A_z = 0$$

برای ناحیه 2 در شکل ۲-۸ (فاصله هوایی)، $\sigma = 0$ و $\alpha^2 = \beta^2$ و در نتیجه:

$$\frac{d^2 A_z}{dy^2} - \beta^2 A_z = 0$$

$$\frac{d^2 A_z}{dy^2} - \alpha^2 A_z = 0 \quad \text{برای ناحیه 3 داریم:}$$

جواب کلی برای دو معادله اخیر عبارت است از:

$$A_{z2} = (c_3 e^{\beta y} + c_4 e^{-\beta y}) e^{j(\omega t - \beta x)}$$

$$A_{z3} = (c_1 e^{\alpha y} + c_2 e^{-\alpha y}) e^{j(\omega t - \beta x)}$$

شرایط مرزی:

$$B_y = B_m e^{j(\omega t - \beta x)} \quad \text{در } y = 0 \text{ داریم: (*)}$$

$$B_{y2} = B_{y3}, \quad H_{x2} = H_{x3} \quad \text{در } y = g \text{ داریم: (**)}$$

$$A_{z3} = 0 \quad \text{در } y = \infty \text{ داریم: (***)}$$

$$\xrightarrow{(***)} c_1 = 0$$

$$y = 0 \quad \rightarrow \quad A_{z2} = (c_3 + c_4) e^{j(\omega t - \beta x)} \quad \xrightarrow{(*), \bar{\nabla} \times \bar{A} = B} c_3 + c_4 = (---) B_m$$

نهایتاً:

$$c_1 = 0, \quad c_2 = \frac{B_m e^{\alpha y}}{j \beta \Delta}, \quad c_3 = \beta_m e^{-\beta g} \frac{1 - \alpha \mu_0 / B_m}{2 j \beta \Delta}, \quad c_4 = B_m e^{\beta g} \frac{1 + \alpha \mu_0 / B_m}{2 j \beta \Delta}$$

که در آن:

$$\Delta = \cosh \beta g + \frac{\alpha \mu_0}{B_m} \sinh \beta g$$

محاسبه نیرو

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B})$$

در ناحیه 3 در شکل ۲-۸ داریم:

$$\bar{A}_3 = C_2 e^{-\alpha y} e^{j(\omega t - \beta x)} \hat{a}_z = A_3 \hat{a}_z$$

$$\bar{B}_3 = \bar{V} \times \bar{A}_3 = \frac{\partial A_3}{\partial y} \hat{a}_x - \frac{\partial A_3}{\partial x} \hat{a}_y = -\alpha A_3 \hat{a}_x + j \beta A_3 \hat{a}_y = -B_{x3} \hat{a}_x + B_{y3} \hat{a}_y$$

$$\bar{E}_3 = -\frac{\partial \bar{A}_3}{\partial t} = -j \omega \bar{A}_3 = E_{z3} \hat{a}_z \quad \text{در قبل اثبات شد:}$$

بنابراین با محاسبه نیرو بر اساس رابطه لورنتس ($\bar{F} = \bar{J} \times \bar{B}$) داریم:

$$\bar{F}_3 = \sigma(\bar{E}_3 \times \bar{B}_3 + (\bar{v} \times \bar{B}_3) \times \bar{B}_3)$$

$$= \sigma(E_{z3} B_{y3} + v_x B_{y3} B_{y3}) \hat{a}_x + \sigma(E_{z3} B_{x3} + v_x B_{y3} B_{x3}) \hat{a}_y$$

$$\rightarrow \bar{F}_3 = F_{x3} \hat{a}_x + F_{y3} \hat{a}_y$$

$$\bar{F}_{x3} = \text{Thrust} = -\sigma E_{z3} B_{y3} - \sigma v_x B_{y3} B_{y3}$$

$$= -\sigma(-j \omega A_3 j \beta A_3) + \sigma v_x \beta^2 A_3 A_3$$

$$= -\sigma \omega A_3^2 \beta + \sigma v_x \beta^2 A_3^2$$

میانگین نیروی رانش برای یک طول موج λ عرض l و تمام ضخامت ثانویه عبارت است از:

$$\langle Fx \rangle = \frac{\sigma B_m^2 S v_s \lambda \ell}{4 |\Delta^2| R_e(\alpha)}$$

به عنوان تمرین رابطه محاسبه مقدار میانگین نیرو اثبات شود.

۲-۲-۲-۴- تحلیل LIM با استفاده از مدار معادل

مزایا:

۱- سادگی و سرعت تحلیل

۲- تشابه با RIM و وجود سابقه آشنایی

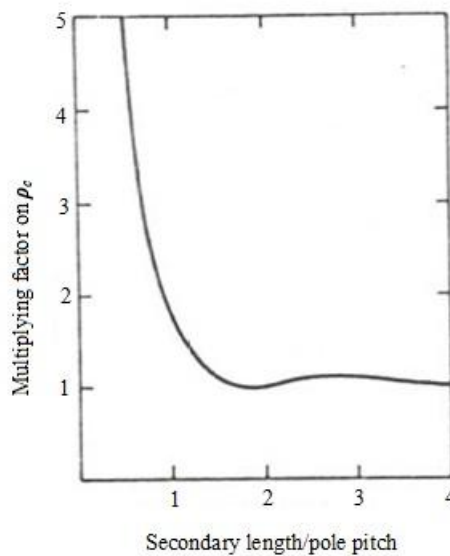
معایب:

۱- تقریبی بودن

۲- عدم اتفاق نظر روی مدار یا مدارهای معین

مدار معادل براساس داده های طراحی

مقاومت ویژه به خاطر اثر انتهایی تغییر می کند و شکل ۲-۹ این تغییرات را نشان می دهد.



شکل ۲-۹- تغییرات مقاومت ویژه به خاطر اثر انتهایی

مقاومت ویژه سطح : $\rho_r \triangleq \frac{\rho}{d}$

که در آن:

d: ضخامت ورقه ثانویه

به علاوه پیش آمدگی های ثانویه مقاومت ویژه سطح را تغییر می دهد. بنابراین:

مقاومت ویژه سطح مؤثر : $\rho'_r = \frac{\rho_r}{1-k}$

که در آن:

$$K = \frac{\operatorname{tgh}(\frac{\pi \ell}{2\zeta})}{(\frac{\pi \ell}{2\zeta}) \left[1 + \operatorname{tgh}(\frac{\pi \ell}{2\zeta}) \operatorname{tgh}(\frac{\pi c}{2\zeta}) \right]}$$

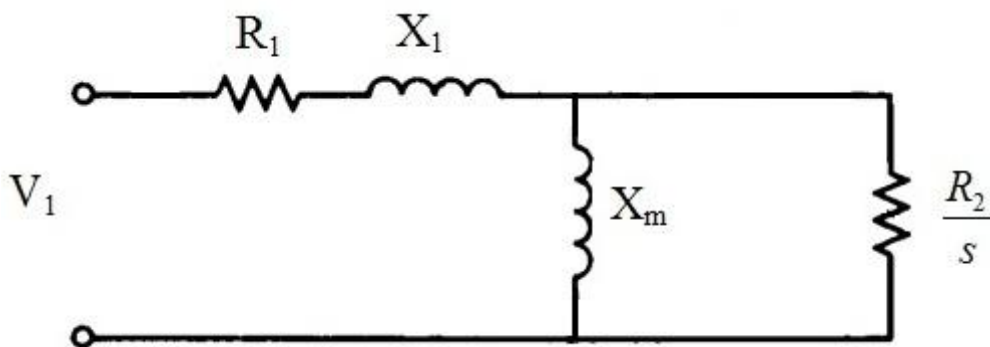
که در آن:

ℓ : پهنای هسته Stack Width

ζ : گام قطب Pole Pitch

c: برآمدگی ثانویه

مدار معادل مشابه مدار معادل موتور القایی دورانی است که در شکل ۱۰-۲ نشان داده شده است:



شکل ۱۰-۲- یک مدار معادل تقریبی

چون فاصله هوایی زیاد است، چگالی شار کم است و در نتیجه تلفات آهن پائین است و از آن صرف نظر می شود. به

علاوه، شار پراکندگی ثانویه کم است و راکتانس نشتی قابل صرف نظر کردن است.

مقاومت سیم پیچی استاتور می تواند از معادله زیر بر اساس داده های طراحی محاسبه شود:

$$R_1 = \frac{2 \rho_c K_p^2 q m^2 \ell N^2 (1 + K_1 \zeta / \ell)}{K_f K_d P \zeta^2} \quad (\Omega/\text{phase})$$

که در آن:

$$K_p = \frac{tc}{w} = 1.5 - 2$$

$$K_d = \frac{t}{w} = 3 - 5$$

و بقیه پارامترها عبارتند از:

ρ_c : مقاومت ویژه مس

tc : گام شیار بر حسب متر

w : پهنای شیار بر حسب متر

q : تعداد شیار بر قطب بر فاز

m : تعداد فاز

N : تعداد دور بر فاز

$K_1 = 1.2 - 1.8$: نسبت طول متوسط سیم پیچی اتصال انتهایی به گام قطب

$K_f = 0.5 - 0.6$: ضریب پرشدگی شیار

t : عمق شیار

p : تعداد جفت قطب

و راکتانس نشتی مربوط به استاتور عبارت است از:

$$X_1 = \frac{2 \mu_o \omega}{P} \left[\frac{(\lambda_c + \lambda_d) \ell}{q} + \lambda_e \zeta K_1 \right] N^2$$

که در آن:

$$\lambda_c \approx \frac{1}{12} K_d (1 + 3\beta')$$

$$\lambda_d \approx \frac{5g/w}{5 + 4g/w} \quad \lambda_e \approx 0.3 (3\beta' - 1)$$

که در آن:

β' : ضریب قوس chording factor

g : طول فاصله هوایی

و مقاومت رتور با رابطه زیر مدل می شود:

$$R_2 = \frac{6\ell}{\zeta P} \rho_r' (K_w N)^2$$

که در آن:

$K_w \approx 0.9$: ضریب توزیع سیم پیچی اولیه

$$X_m = \frac{6 \mu_o \omega}{\pi^2} \times \frac{\zeta \ell}{Pg} \times (K_w N)^2$$

تحلیل عملکرد با استفاده از ارائه روابط بر پایه تحلیل یک فاز قابل انجام است:

$$\text{توان ورودی} = V_1 I_1 \cos \varphi$$

$$\text{تلفات مس اولیه} = R_1 I_1^2$$

$$\text{تلفات مسی ثانویه} = s (V_1 I_1 \cos \varphi - R_1 I_1^2)$$

$$\text{توان تولیدی} = (1 - s) \times (V_1 I_1 \cos \varphi - R_1 I_1^2)$$

$$\text{نیروی تولیدی} = \frac{1}{v} \times \text{توان تولیدی}$$

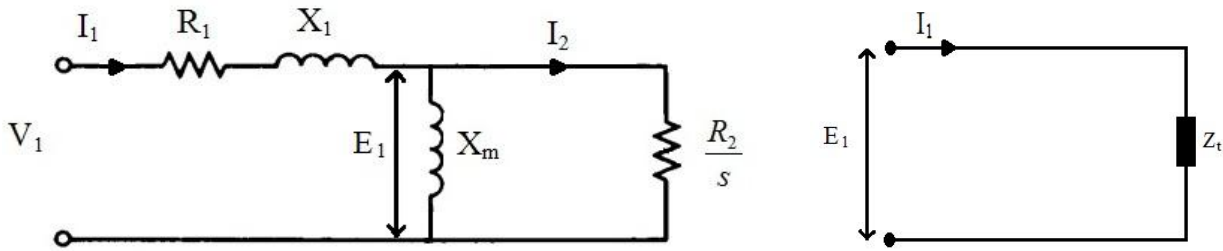
که در آن:

s : لغزش

φ : ضریب توان ورودی

v : سرعت LIM

مدار معادل با در نظر گرفتن امپدانس اثر انتهایی:



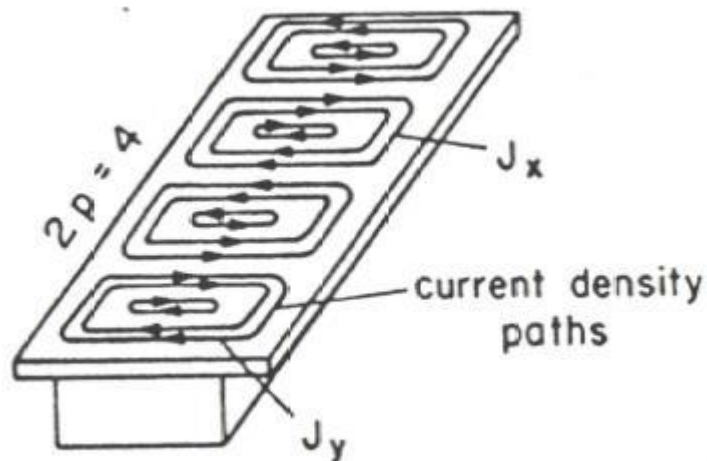
شکل ۱۱-۲- مدار معادل بدون در نظر گرفتن اثر انتهایی

با توجه به شکل ۱۱-۲ بدون در نظر گرفتن اثر انتهایی داریم:

$$Z_t = (j X_m) \parallel \frac{R_2}{s}$$

$$E_1 = Z_t I_1$$

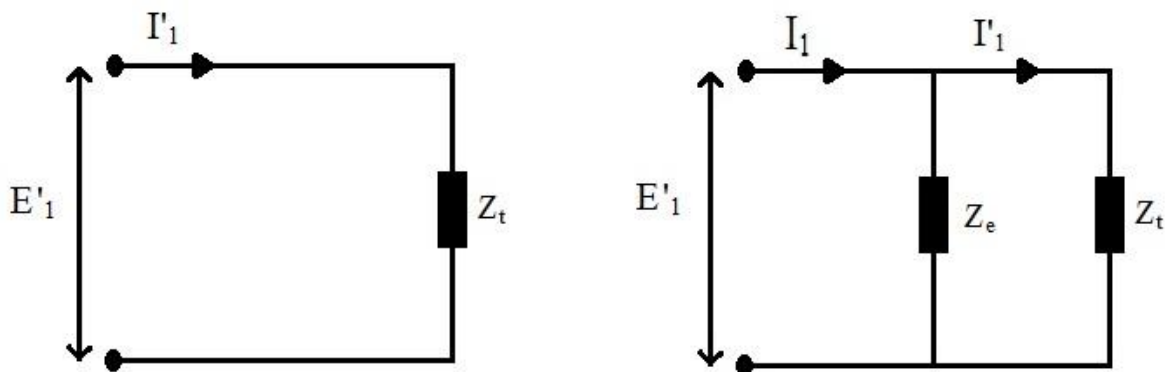
اثر انتهایی در شکل ۱۲-۲ معرفی شده است. وجود مؤلفه طولی J_x باعث افزایش مقاومت معادل ثانویه و در نتیجه کاهش مؤلفه مفید چگالی جریان J_y می گردد.



شکل ۱۲-۲- مسیر جریان القایی القایی

به علاوه این مؤلفه جریان زاید اثر ضد مغناطیسی به خاطر میدان مغناطیسی مربوطه دارد. این پدیده به اثر انتهایی طولی $\text{transverse end effect}$ معروف است.

همانطور که شکل ۲-۱۳ نشان می دهد فرض می شود که کم شدن جریان با اثر انتهایی به خاطر وارد شدن مقداری از جریان به امپدانس است (Z_e) که مقدارش بستگی به لغزش دارد.



شکل ۲-۱۳- ملحوظ کردن اثرانتهایی در مدار معادل

از مدار شکل ۲-۱۳ داریم:

$$I_1' = I_1 \frac{Z_e}{Z_e + Z_t}$$

$$E_1' = Z_t I_1' = Z_t I_1 \frac{Z_e}{Z_e + Z_t} = (1 - K_e) \overbrace{I_1 Z_t}^{E_1}$$

$$\rightarrow E_1' = (1 - K_e)E_1 \quad \text{و} \quad \text{امپدانس اثر انتهایی} \quad : Z_e = \frac{1 - K_e}{K_e} Z_t$$

توان عبوری از فاصله هوایی عبارت است از:

$$P_{ag} = 3 \left(\frac{(1 - K_e)E_1}{\left(\frac{R_2}{s}\right)} \right)^2 \frac{R_2}{s} = 3(1 - K_e)^2 I_2^2 \frac{R_2}{s}$$

بنابراین اثر انتهایی باعث شد توان عبوری از فاصله هوایی با ضریب $(1 - K_e)^2$ کاهش یابد.

۲-۲-۳- طراحی موتور القایی خطی

عوامل مهم طراحی: رفتار ماشین یا کاربرد، وزن، حجم، هزینه و ...

مشخصات طرح: فرض کنید یک سیستم حمل مسافر و کالا را می خواهیم طرح نماییم.

نیروی رانش مورد نیاز براساس معادله زیر می تواند محاسبه شود.

$$F = R(v) + Ma + Mg \sin \theta$$

در این معادله M جرم، a شتاب، θ زاویه شیب و $R(v)$ مقاومت در برابر حرکت، اصطکاک و هوا می باشد که از رابطه زیر تعیین می شود:

$$R(v) = a + \frac{b}{w} + c v + d A v^2$$

که در آن:

W : وزن وسیله

A : سطح جلویی

v : سرعت

ثوابت: $a=1.5$ $b=29$ $c=0.045$ $d=0.0025$

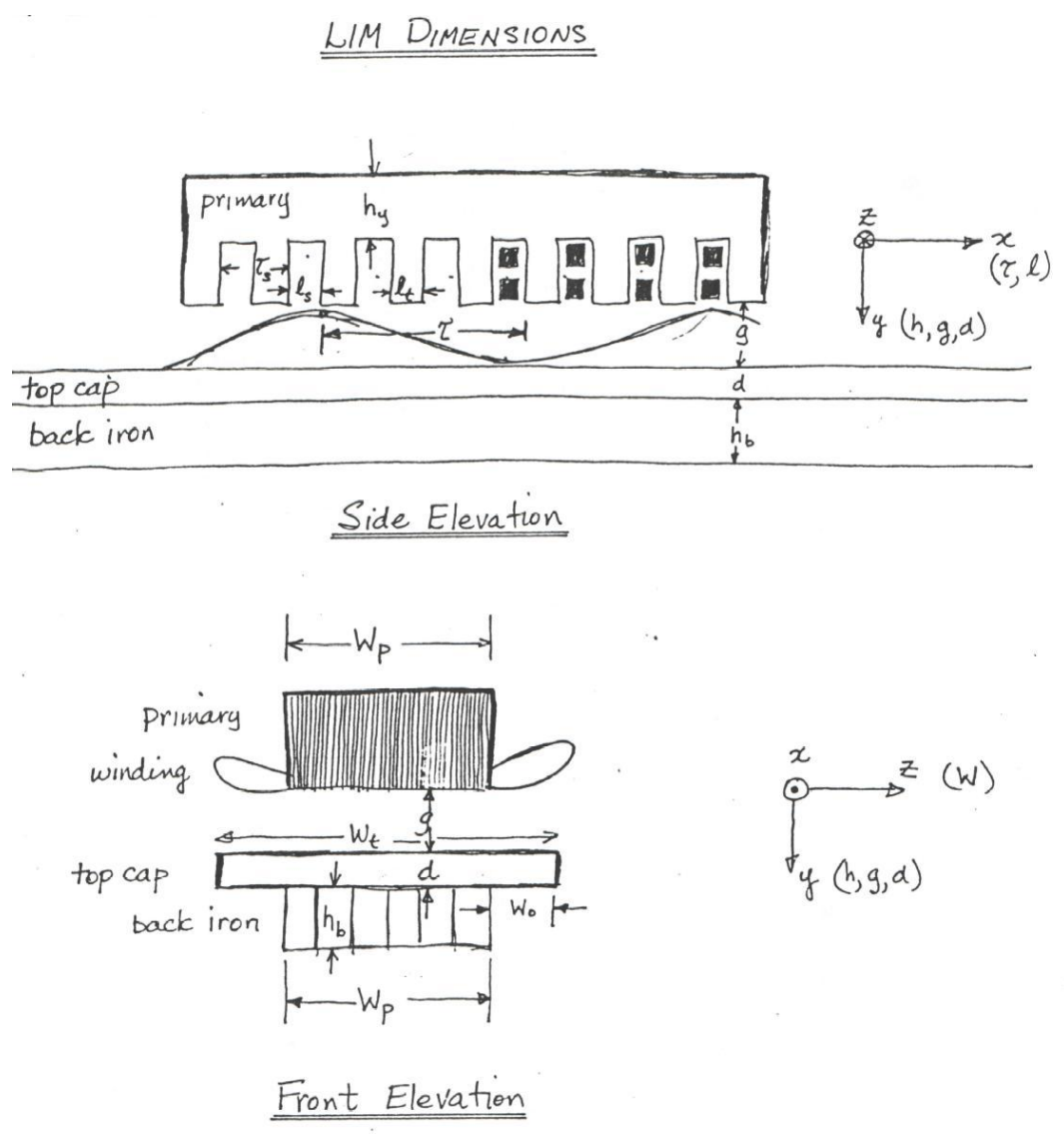
شتاب معمولاً با توجه به راحتی مسافر تعیین می شود. شتاب ترمزی معمولاً 1.5 m/s^2 در نظر گرفته می شود.

LIM ابعاد

w_p : Width primary	عرض اولیه	} اولیه:
h_y : Yoke depth	عمق یوغ	
h_s : Slot depth	عمق شیار	
ℓ_t : Tooth width	عرض دندان	
ζ_s : Slot pitch	گام شیار	
ℓ_s : Slot width	عرض شیار	
ζ : Pole pitch	گام قطبی	

- | | | |
|-------------------------|-------------------|-----------|
| w_t : Top-cap width | عرض هادی ثانویه | } ثانویه: |
| d : Top-cap thickness | ضخامت هادی ثانویه | |
| w_o : Overhang width | عرض برآمدگی | |
| h_b : Back-iron depth | عمق آهن | |
| g : Air-gap length | طول فاصله هوایی | |

ابعاد مزبور در شکل ۱۴-۲ به نمایش گذاشته شده است.



شکل ۱۴-۲- ابعاد LIM

در ادامه قوانین طراحی LIM به روش کلاسیک ارائه می شود.

Step 1)

$$\left. \begin{array}{l} v_m = 25 \text{ m/s} \quad \text{سرعت ماکزیمم} \\ f_m = 50 \text{ Hz} \quad \text{ماکزیمم فرکانس منبع} \\ s_p = 0.1 \quad \text{لغزش مربوط به ماکزیمم نیرو} \end{array} \right\} \text{ورودی:}$$

$$\zeta = \frac{v_m}{2 f_m (1-s_p)} \quad \text{گام قطب} \quad \text{خروجی:}$$

Step 2)

$$\left. \begin{array}{l} B_g \quad \text{ماکزیمم چگالی شار فاصله هوایی} \\ F_X \quad \text{ماکزیمم نیروی رانش} \\ K_o \quad \text{ثابت معادله خروجی} \end{array} \right\} \text{ورودی:}$$

$$V_t = \frac{F_X}{\zeta B_g^2 K_o} \quad \text{حجم هادی ثانویه} \quad \text{خروجی:}$$

Step 3)

$$\left. \begin{array}{l} P \quad \text{تعداد قطب ها} \\ w_p \quad \text{عرض اولیه} \end{array} \right\} \text{ورودی:}$$

$$d = \frac{V_t}{P \zeta w_p} \quad \text{ضخامت هادی ثانویه} \quad \text{خروجی:}$$

Step 4)

ورودی: }
طول فاصله هوایی g
هدایت هادی ثانویه σ

خروجی: $J_m = B_g \times \sqrt{\left(\frac{\pi g}{\mu_0 \zeta}\right)^2 + (\sigma ds_p v_m)^2}$: چگالی جریان خطی

Step 5)

ورودی: }
ماکزیمم چگالی جریان سیم پیچی J_c
ضریب پرشدگی سیم پیچی F_f

خروجی: $R_s = \frac{J_m}{J_c F_f}$: مساحت شیار به گام شیار

Step 6)

ورودی: }
تعداد فازها m
تعداد شیار بر قطب بر فاز N_{pp}

خروجی: $N_p = m \times N_{pp}$: تعداد شیار بر قطب

گام شیار: $\zeta_s = \frac{\zeta}{N_p}$

Step 7)

ورودی: N_{cp} : تعداد شیار در یک گام سیم پیچی

خروجی: Chording factor: $F_c = \frac{N_{cp}}{N_p}$

گام سیم پیچی: $\zeta_c = N_{cp} \zeta_s$

Step 8)

ورودی: عرض شیار ℓ_s

خروجی: $h_s = \frac{R_s \zeta_s}{\ell_s}$: عمق شیار

$\ell_t = \zeta_s - \ell_s$: عرض دندان

Step 9)

ورودی: ماکزیمم جریان منبع I

خروجی: $N_c = \frac{I_m \zeta_s}{I}$: تعداد هادی بر شیار

Step 10)

ورودی: عرض پیش آمدگی W_o

خروجی: $W_t = W_p + 2W_o$: عرض هادی ثانویه

Step 11)

ورودی: ضریب اشباع یوغ F_y

خروجی: $h_y = \frac{2 N_p \ell_t}{\pi F_y}$: ضخامت یوغ

Step 12)

ورودی: ضریب اشباع آهن F_b

خروجی: $h_b = \frac{2 N_p \ell_t}{\pi F_b}$: عمق آهن

۲-۲-۴- اساس سیستم تعلیق مغناطیسی

در این زیربخش سیستم تعلیق مغناطیسی (Magnetic Levitation , Suspension) در موتور القایی خطی شرح داده می شود.

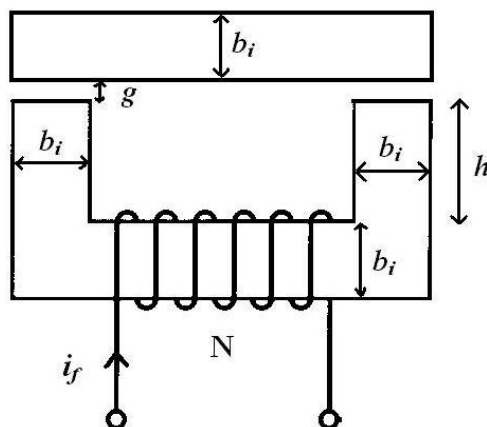
فرضیات:

۱- $\mu = \infty$

۲- شار پراکندگی قابل اغماض

۳- تلفات مسی و آهن قابل صرف نظر کردن

۴- پدیده پراکندگی شار حوالی فاصله هوایی وجود ندارد.



شکل ۲-۱۵- ساختار مغناطیسی نمونه

با توجه به ساختار مغناطیسی نشان داده شده در شکل ۲-۱۵ داریم:

$$\left. \begin{array}{l} H_c \ell_c + 2 H_g \ell_g = N I_f \\ \mu = \infty \rightarrow H_c = 0 \end{array} \right\} \rightarrow B_g = \frac{N \mu_0 I_f}{2 g} \quad (*)$$

$$I_f = \frac{2 g B_g}{N \mu_0}$$

$$w_f = \int i d \lambda = \int \frac{2 g}{N \mu_0} B_g N A d B_g$$

\downarrow
 $N A d B_g$

$$\rightarrow w_f = \frac{B g^2 A g}{\mu_0}$$

نیرو در جهت کاهش رلوکتانس فاصله هوایی اعمال می شود. بنابراین:

$$F = -\frac{\partial w_f}{\partial x} \Big|_{\lambda=\text{Const.}} = -\frac{\partial w_f}{\partial x} \Big|_{B_g=\text{Const.}} = -\frac{B g^2 A}{\mu_0}$$

نیرو بر واحد سطح : $F_m = \frac{F}{2 A} = \frac{B g^2}{2 \mu_0} * \frac{\mu_0 N^2 I_f^2}{g^2}$

$$\rightarrow F_m \propto \frac{1}{g^2}$$

این سیستم ناپایدار است یعنی وقتی فاصله هوایی زیاد شود نیرو کم می شود و فاصله بیشتر می شود و ...

باید فیدبک داشته باشیم که با افزایش فاصله هوایی جریان افزایش یابد. $[F_m \propto (mmf)^2]$

فرضیات:

۱- تلفات مسی و آهن صرف نظر می شود.

۲- ضریب نفوذپذیری مغناطیسی محدود

۳- شار پراکندگی وجود دارد.

۴- پدیده پراکندگی شار حوالی فاصله هوایی وجود دارد.

$$B_y = \begin{cases} B_0 & 0 < y \leq \frac{bi}{2} \\ B_0 e^{-2\frac{y-\frac{bi}{2}}{g_0}} & \frac{bi}{2} \leq y \end{cases}$$

g_0 : طول فاصله هوایی اولیه

$$B_{cm} = B_0 + \frac{1}{\frac{bi}{2}} \int_{\frac{bi}{2}}^{\infty} e^{-2\frac{y-\frac{bi}{2}}{g_0}} dy$$

$$\rightarrow B_{cm} = B_0 \left(-1 + \frac{g_0}{bi}\right) \quad (1)$$

با فرض $\mu \gg \mu_0$ داریم:

$$H_{max,l} \times b = N I_f$$

که در آن:

$H_{max,l}$: حداکثر شدت میدان مغناطیسی

b : کوتاه ترین مسیر شار پراکندگی

$$\rightarrow \frac{B_{max,l}}{\mu_0} b = N I_f \rightarrow B_{max} = \frac{\mu_0 N I_f}{b} \quad (2)$$

$$B_i = B_{cm} + \frac{B_{max,l}}{2} \quad (3)$$

اثبات می شود

قانون آمپر برای مسیر اصلی:

$$\frac{B_0}{\mu_0} 2 g_0 + \frac{B_i}{\mu} b + \frac{B_{cm}}{\mu} (b + 2h + 2 bi) + \frac{B_0}{\mu} 2 bi = N I_f \quad (4)$$

↙ گوشه های فوقانی ↘ گوشه های تحتانی

$$\xrightarrow{1,2,3,4} B_0 = \frac{\mu_0 N I_f}{2 g_0 \left[1 + \frac{b + h + 2bi}{g_0} \times \frac{\mu_0}{\mu} \right]} \quad (5)$$

μ به B_i بستگی دارد و آن هم به B_{cm} و آن هم به B_0 بستگی دارد. بنابراین در دو طرف رابطه B_0 داریم. رابطه مزبور با روش تکرار قابل حل است.

۱- ابتدا نقطه کاری B_i را روی منحنی B-H انتخاب کرده و μ را از روی آن به دست می آوریم.

۲- از رابطه (5) مقدار B_0 را به دست می آوریم.

۳- سپس B_{cm} و B_i تعیین می شود.

۴- با توجه به خطای بین B_i در مرحله ۳ و ۱، تخمین دیگری برای نقطه کار مدنظر قرار می گیرد.

محاسبه نیرو مشابه مدل ساده انجام می پذیرد:

$$\xrightarrow{\mu \gg \mu_0 \text{ از (*) با فرض}} I_f = \frac{2 g}{\mu_0 N} B_g$$

$$w_f = \int i d\lambda = \frac{2 g L}{\mu_0} \int_0^\infty B g^2 dy$$

$$F = \frac{\partial w_f}{\partial y} \Big|_{\lambda = \text{Const.}} = \frac{2 L}{\mu_0} \left[\int_0^{\frac{bi}{2}} B_0^2 dy + \int_{\frac{bi}{2}}^\infty B_0^2 e^{-4 \frac{y - \frac{bi}{2}}{g_0}} dy \right]$$

$$= \frac{L B_0^2 bi}{\mu_0} \left(1 + \frac{g_0}{2 bi} \right)$$

$$\rightarrow F = \frac{B_0^2 A}{\mu_0} \left(1 + \frac{g_0}{2 bi} \right)$$

در حالی که برای مدل ساده $F = \frac{B_0^2 A}{\mu_0}$ بود.