

چکیده

پروژه حاضر به بررسی اثر هارمونیکها بر موتورهای القایی سه فاز می پردازد. در فصل اول ابتدا سری های فوریه که در آنالیزهای هارمونیک ها ابزاری نیرومند هستند به طور مختصر مرور شده اند و سپس منابع تومید هارمونیکها و در انتهای فصل اثرات هارمونیکها بر تجهیزات مورد بحث قرار گرفته است.

در فصل دوم اثرات هارمونیکها بر ماشینهای AC سه فاز مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و تلفات ناشی از هارمونیکها که موجب ایجاد مشکلات حرارتی می شوند و مسائلی در ارتباط با گشتاور مطرح شده است. همچنین مدار معادل موتور AC برای جریانهای جریانهای هارمونیک به دست آمده و تا تیرشان در راندمان مورد بررسی قرار گرفته است.

فصل سوم به معرفی فیلترهایی برای تعدیل خروجی یکسو سازها جهت کاهش اثرات نامطلوب هارمونیکها در سیستمهای قدرت پرداخته است که می تواند در طراحی و تولید ماشینهای AC سه فاز موثر باشند.

جریانهای هارمونیک
تلفات مسی استاتور
تلفات مسی روتور
تلفات هارمونیکی هسته
راندمان موتور
گشتاورهای هارمونیک ساکن
گشتاورهای هارمونیک ضربانی
فصل سوم (فیلترهای هارمونیک)
مقدمه
تعدیل خروجی یکسوساز
فیلتر کردن خروجی اینورتر
فیلترهای خط AC
نتیجه

ضمیمه 1

ضریب توزیع
سیم بندی گام کوتاه و تاثیر آن در ضریب گام
ضمیمه 2

هارمونیکهای شیار در ماشینهای AC

مراجع

فصل اول

آشنایی با هارمونیکها و سریهای فوریه

1-1 مقدمه

از دیر باز مسئله هارمونیکها و تلفات ناشی از آنها مورد توجه بوده است. هارمونیکها در دهه 1920 هنگامیکه شکل موجهای تغییر یافته در خطوط انتقال مشاهده شد تشخیص داده شدند. در آن هنگام موضوع اصلی تاثیر هارمونیکها در ماشینهای سنکرون و القایی سیمهای ارتباطی (تلفن) و خازنهای قدرت بودند.

نتیجه بعضی از تحقیقات آن زمان در مورد یک خط انتقال 220kv و 400 کیلو متری و همچنین یک موتور القایی به شرح زیر می باشد:

- چنانچه ولتاژ خط هادی 7 درصد هارمونیک سوم باشد ولتاژ انتهای خط در حالت بی باری دارای 53 درصد هارمونیک سوم خواهد بود.
- هارمونیک سوم در انتهای خط در بار کامل از 53 درصد به 29 درصد کاهش پیدا می کند.
- در صورت وجود هارمونیک ضریب قدرت در طرف ژنراتور خط انتقال برابر 848% می باشد (در حالیکه بدون وجود هارمونیک ضریب قدرت 96% می باشد).
- در طرف مصرف کننده (وقتی که خط ولتاژ انتقال دارای هارمونیک است) ضریب قدرت برابر 0/82 میباشد. در حالیکه توسط دستگاههای اندازه گیری 0/75 اندازه گیری می شود.
- برای یک موتور القایی که در سال 1930 ساخته شده است هارمونیکها باعث لرزش و سروصدای زیادی شده اند.
- توان ورودی و همچنین جریان روتور با تغییر مقادیر هارمونیکها تغییر می کردند.
- همین امر باعث گردیده مطالعاتی در زمینه بررسی اثرات کاهش و حذف هارمونیکها انجام شود.

با توسعه علم الکترونیک و پیشرفت تکنولوژی ساخت نیمه هادی و کاربردشان این مسئله وارد مرحله تازه ای گردیده و تاثیر هارمونیکهایی که از طریق اینورترها کانورترها سیکلو کانورترها و... به سیستم قدرت وارد شده و موجب تلفات قابل ملاحظه ای می گشتند مورد توجه قرار گرفته و نحوه عملکرد این سیستم ها با چنین منابعی مورد بررسی بیشتر قرار گرفت .

گشتاور راه اندازی و بار کامل جریان و حرارت مهمترین عواملی هستند که در یک موتور القایی توسط هارمونیکها تحت تاثیر قرار می گیرند. همچنین هارمونیکها سبب ایجاد نوسان و اغتشاش در ماشین شده و می توانند در ولتاژ خروجی ژنراتورهای AC ظاهر شده و موجب اعوجاج شکل موج می گردند.

وجود جریانهای هارمونیک در سیم بندی استاتور و روتور حتی هنگامیکه تلفات پوستی ناچیز باشد موجب افت توان و افزایش تلفات میگردد و نیز به دلیل شار نابرابری که در روتور القا می کنند باعث افت گشتاور شده و از محدوده سرعت قابل استفاده موتور می کاهند.

همچنین موجب کاهش راندمان موتور می گردند به عنوان مثال اگر راندمان در بار کامل در حالت عادی (کار با منبع سینوسی) حدود 90% باشد تلفات ناشی از هارمونیکها بین 10 تا 12/5 درصد کل تلفات بوده و راندمان موتور حدود 2 درصد افت خواهد داشت.

ترانسها نیز به طرق مختلف تحت تاثیر هارمونیکها قرار می گیرند. جریانهای هارمونیک می توانند به طور جدی راندمان ترانس را کاهش دهند و موجب تلفات قابل ملاحظه ای در ترانس گردند. در ترانسهایی که به عنوان جزئی از یک سیستم حفاظت به کار میروند (ترانسهای جریان و

ولتاژ) جریانهای هارمونیک می توانند موجب اعوجاج در شکل و موج گشته و سبب تریپ مدار گردند. در ترانسهای سه فاز علاوه بر افت راندمان از اتصال ستاره-ستاره عبور کرده و وارد سیستم قدرت می شوند.

هارمونیکها مشکلات دیگری نیز ایجاد می کنند که بعضی از آنها عبارتند از:

- خرابی بانکهای خازنی به علت شکست عایقی یا افزایش بار .
- تداخل هارمونیکها با کنترل بار مصرف کننده ها (ripple control) و سیستم PLCین تداخل ها باعث عملکرد نا درست سیستم کنترل از راه دور و اندازه گیری می شوند.
- اضافه ولتاژ هضافه جریان در سیستم به علت رزونانس سیستم در ها رمونیکهای ولتاژ و جریان در شبکه.
- شکست عایقی کابلها در نتیجه اضافه ولتاژ اضافه ولتاژ ناشی از هار مونیکها .
- تداخل با سیستم ارتباطات.
- عملکرد نادرست رله ها ,بخصوص در سیستم کنترل و حفاظت استاتیکی و میکروپروسسوری.
- تداخل در کنترل کننده های موتورهای بزرگ و سیستم تحریک ژنراتورها .
- عملکرد ناپایدار مدار آتش در کنترل کنندهایی که بر اساس مقدار ولتاژ صفر عمل می کنند .

در این فصل ابتدا به بررسی سریهای فوریه که ابزاری برای آنالیز هارمونیکها و تاثیراتشان می باشند پرداخته و سپس منابعی که می توانند منجر به تولید هارمونیکها شوند و در پایان به جزئیاتی در مورد تاثیر هارمونیکها بر برخی از تجهیزات خواهیم پرداخت .

2-1) سریهای فوریه

توابع دوره ای کاربرد وسیعی در مسائل مهندسی دارند .نمایش این توابع بر حسب توابع دوره ای ساده مانند سینوس و کسینوس , که منجر به سری فوریه می گردند , از نظر عملی اهمیت زیادی دارند . بسیاری از توابع دوره ای نا پیوسته را می توان با سری فوریه بسط داد. ابتدا به بررسی توابع دوره ای و رابطه شان با سری های مثلثاتی می پردازیم.

1-2-1) توابع دوره ای , سری های فوریه

تابع $f(X)$ را دوره های گویند هر گاه این تابع به ازای هر عدد حقیقی X تعریف شده باشد و عدد مثبتی مانند T موجود باشد به طوری که :

به ازای هر X عدد T را دوره $f(x)$ می نامند . با توجه به معادله فوق داریم :

$f(x+nT)=f(x)$ که n عددی صحیح و دلخواه می باشد . به علاوه چنانچه $f(x)$ و $g(x)$ دارای دوره تناوب T باشند، آنگاه دوره تناوب تابع $h(x)=af(x)+bg(x)$ برابر با T است.

هدف ما پیدا کردن نمایش توابع گوناگون با دوره تناوب 2π بر حسب توابع ساده زیر است:

$$\cos x, \sin x, \cos 2x, \sin 2x, \dots, \cos nx, \sin nx, \dots$$

که این توابع نیز دارای دوره تناوب 2π هستند . سری هایی که در ارتباط با این موضوع مطرح می شوند به صورت:

هستند که $a_0, a_1, a_2, \dots, b_0, b_1, b_2, \dots$ ثابتهای حقیقی هستند . این سری را یک سری مثلثاتی می نامند ، a را ضرایب سری فوریه گویند.

توابع دورهای اغلب در مسائل مهندسی مطرح می شوند و می توان توابع دوره ای با دوره تناوب 2π را به صورت یک سری مثلثاتی نمایش داد. چنانکه خواهیم دید توابع دوره ای هارمونیک را نیز می توان به صورت یک سری مثلثاتی نمایش داد.

(2-2-1) سریهای فوریه , فرمولهای اوپلر

فرض می کنیم $f(x)$ تابعی با دوره تناوب 2π باشد که بتوان آن را به صورت سری مثلثاتی :

$$f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos nx + b_n \sin nx] \quad (3-2-1)$$

نمایش داد. ضرایب a_n, b_n , برای چنین تابعی به ثرمولهای اوپلر مشهورند که عبارتند از :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (4-2-1)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx \quad (5-2-1)$$

$n=1,2,\dots$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx \quad (6-2-1)$$

$n=1,2,\dots$

برای توابع دوره ای $f(x)$ با دوره تناوب 2π با توجه به روابط فوق می توان a_n, b_n , را محاسبه کرد و سری مثلثاتی

$$f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos nx + b_n \sin nx]$$

را تشکیل داد. این سری موسوم به سری فوریه متناظر با $f(x)$ است و ضرایب آن را از روابط فوق به دست می آورند.

(3-2-1) موج مربعی

تابع زیر را که نمایانگر یک موج مربعی است در نظر بگیرید.

$$f(x) = \begin{cases} -k & -\pi < x < 0 \\ +k & 0 < x < \pi \end{cases}, f(x) = f(x + 2\pi)$$

با استفاده از روابط (4-2-1) الی (6-2-1) داریم:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 (-k) \cos nx dx + \int_0^{\pi} k \cos nx dx \right] =$$

$$\frac{1}{\pi} \left[-k \frac{\sin nx}{n} \Big|_{-\pi}^0 + k \frac{\sin nx}{n} \Big|_0^{\pi} \right]$$

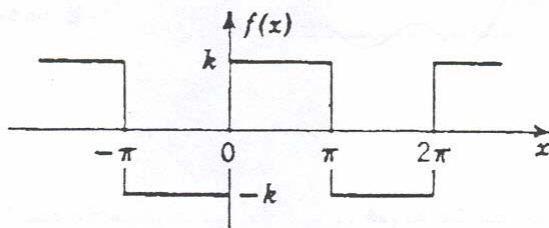
علت مشخص است چرا که در نقاط $-\pi$ و 0 و π به ازای $n=1,2,\dots$ داریم $\sin nx=0$ همینطور از رابطه (6-2-1) داریم:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 (-k) \sin nx dx + \int_0^{\pi} k \sin nx dx \right]$$

$$= \left[k \frac{\cos nx}{n} \right]_{-\pi}^0 - \left[k \frac{\cos nx}{n} \right]_0^{\pi}$$

با استفاده از روابط $\cos(0)=1$ و $\cos(-a)=\cos a$ نتیجه می گیریم:

$$b_n = \frac{k}{n\pi} [\cos 0 - \cos(-n\pi) - \cos(n\pi) + \cos 0] = \frac{2k}{n\pi} (1 - \cos n\pi)$$



شکل (۱-۱) تابع مفروض $f(x)$ موج مربعی دوره ای

می دانیم عبارت $(1 - \cos n\pi)$ به ازای n های فرد برابر دو و به ازای n های زوج برابر صفر می باشد به همین علت داریم:

$$b_1 = \frac{4k}{\pi}, \quad b_2 = 0, \quad b_3 = \frac{4k}{3\pi}, \quad b_4 = 0, \quad b_5 = \frac{4k}{5\pi}, \dots$$

چون 0 ها صفرند و همینطور 0 های زوج، سری فوریه به صورت زیر است:

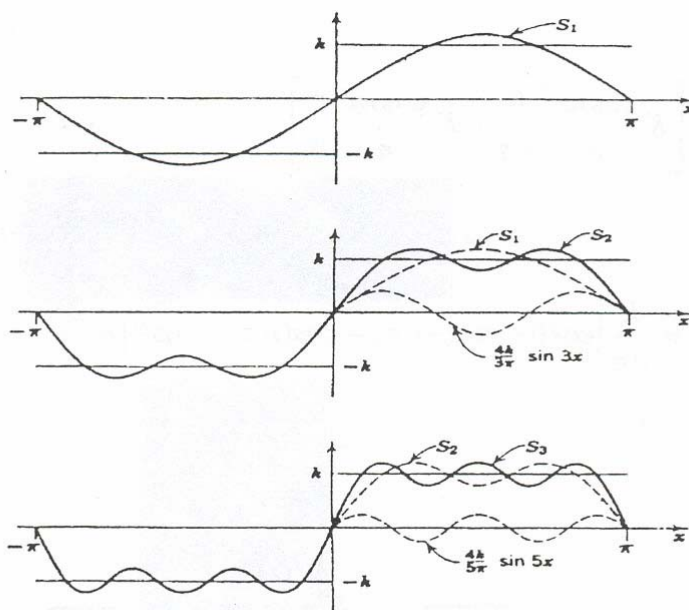
$$\frac{4k}{\pi} (\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x + \frac{1}{5} \sin 5x + \dots)$$

در عمل معمولاً مجموع چند جزء اول از این سری برای محاسبات مربوطه کافی است. مجموع های جزئی عبارتند از:

$$S_1 = \frac{4k}{\pi} \sin x \qquad S_2 = \frac{4k}{\pi} (\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x)$$

و

سه مجموع جزئی اول سری فوریه متناظر با $f(x)$ در شکل 1-2 نشان داده شدند.



شکل (۲-۱) سه مجموع جزئی اول سری فوریه متناظر با $f(x)$

4-2-1) سری فوریه توابع زوج و فرد

در تعیین ضرایب سری فوریه یک تابع هر گاه، تابع فرد یا زوج باشد می توان از محاسبات غیر ضروری اجتناب کرد. نخست به یادآوری توابع زوج و فرد می پردازیم. تابع $y=g(x)$ زوج نامیده میشود، هر گاه به ازای هر x داشته باشیم:

$$g(-x) = g(x)$$

تابع $h(x)$ را فرد می نامند هر گاه به ازای هر x داشته باشیم:

$$h(-x) = -h(x)$$

اگر $g(x)$ زوج باشد داریم:

$$\int_{-T}^T g(x) dx = 2 \int_0^T g(x) dx$$

$$(7-2-1)$$

اگر $h(x)$ فرد باشد داریم:

$$\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} h(x) dx = 0$$

$$(8-2-1)$$

سری فوریه تابع زوج $f(t)$ با دوره تناوب T سری فوریه کسینوسی است. (f زوج)

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \quad (9-2-1)$$

با ضرایب :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) dt$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt$$

$$(10-2-1)$$

$$n=1,2,\dots$$

سری فوریه تابع فرد $f(t)$ با دوره تناوب T سری فوریه کسینوسی است .

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right)$$

$$(11-2-1) \quad (f \text{ فرد})$$

با ضرایب :

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) dt$$

$$n=1,2 \quad (12-2-1)$$

منابع هارمونیکها

1-3-1) جریان تحریک القایی

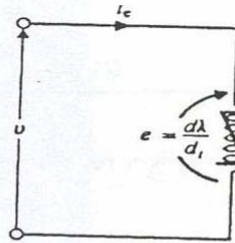
به دلیل غیر خطی بودن رابطه بین H و B در مواد فرو مغناطیس ، جریان تحریک القایی ، یک منبع ولتاژ سینوسی نخواهد بود . در ابتدا این پدیده را برای یک القاگر که مقاومت سیم بندی آن قابل صرف نظر کردن است مورد بحث قرار می دهیم . مدار معادل الکتریکی چنین القاگری در شکل (3-1) نشان داده شده است .

شکل موج جریان را می توان را توجه به منحنی $\lambda - ie$ برای سیم بندی و هسته به دست آورد. در فرکانسهای خیلی پایین منحنی $\lambda - ie$ ، شبیه منحنی $B-H$ هسته می باشد در فرکانسهای قدرت منحنی $\lambda - ie$ به دلیل تاثیر جریان های فوکو مقداری پهن تر می شود . روش به دست آوردن شکل موج در شکل (4-1) نشان داده شده است . همانگونه که مشاهده می شود تغییرات

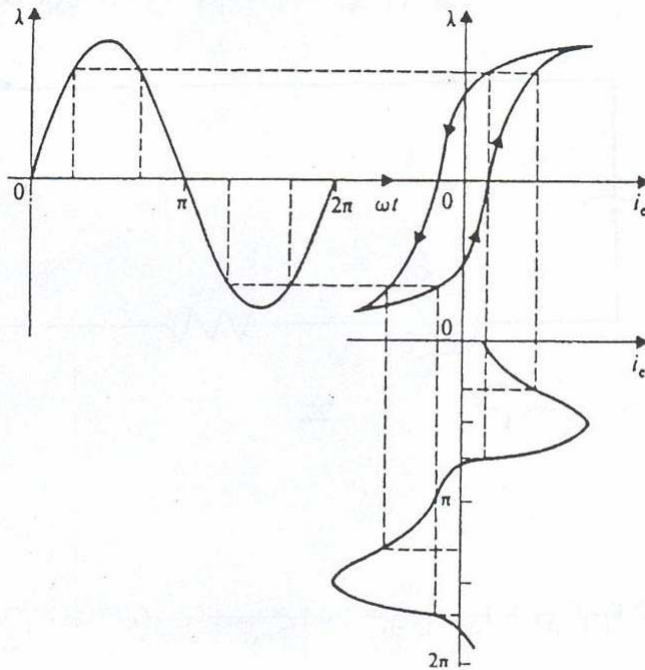
جریان حالت پایدار، متفازن بوده و بنابر این تولید یک مولفه اصلی و هارمونیکهای فرد می کند. جریان تحریک را می توان به صورت یک سری نمایش داد.

$$i_e = i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} + \Lambda$$

(13-3-1)



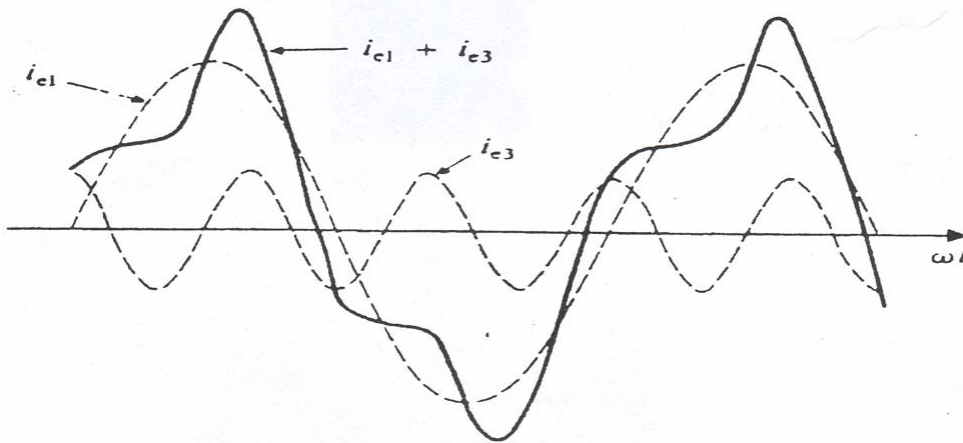
شکل (۳-۱) مدار معادل یک القاگر غیر خطی با مقاومت سیم بندی کوچک



شکل (۴-۱) شکل موج جریان تحریک یک القاگر

شکل (5-1) نموداری از i_{e1} و i_{e3} و $i_{e1} + i_{e3}$ را نشان می دهد منحنی $i_{e1} + i_{e3}$ شباهت بسیاری به منحنی به دست آمده در شکل (4-1) برای i_e دارد. همچنین در شکل (4-1) می توان مشاهده کرد که مقدار صفر موج i_e بر حسب ωt زودتر از مقدار صفر موج λ روی می دهد این مسئله ناشی از رابطه دو جانبه بین λ و i_e می باشد مقدار rms جریان تحریک از رابطه زیر به دست می آید :

$$I_e = \sqrt{I_{e1}^2 + I_{e2}^2 + I_{e3}^2 + \dots} \quad (14-3-1)$$



شکل (۱-۵) موج اصلی و هارمونیک سوم موج تحریک

که ... , I_{e3} , I_{e2} , I_{e1} مقادیر rms i_{e1} , i_{e2} , i_{e3} , ... می باشند در هسته های آهنی تفاوت بین I_e و I_{e1} آنقدر کوچک است که می توان به جای I_e مقدار I_{e1} را قرار داد .
 1-3-2) یکسوسازها

یکی از مهمترین منابع تولید هارمونیکها یکسوسازها هستند . انواع مختلف یکسوسازها به طرق گوناگون منجر به تولید هارمونیکها می شوند .

یکسوسازهایی که زاویه آتش آنها را می توان کنترل کرد نسبت به یکسوسازهایی که این قابلیت را ندارند مقدار بیشتری هارمونیک تولید می کنند . مسئله مربوط به یکسوسازها را از دو جنبه مورد بررسی قرار می دهیم .

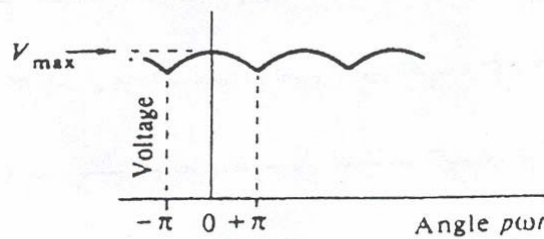
الف) وضعیت بار:

یک بار DC که توسط یک یکسوساز تغذیه می شود , مقداری هارمونیک در ولتاژ خروجی خواهد داشت . کمترین مرتبه هارمونیک موجود در بار برابر شماره پالس یکسوساز است , که شماره پالس همان نسبت تکرار شکل موج ولتاژ در یک سیکل از ولتاژ منبع AC است . برای مثال یک مدار شش پالسه دارای فرکانس هارمونیک پایه شش برابر فرکانس اصلی است , یعنی در

مداری با فرکانس اصلی 50hz, فرکانس اولین هارمونیک 300hz خواهد بود. دیگر هارمونیکهای موجود عبارتند از مضارب صحیح شماره پالس اصلی.

ولتاژهای هارمونیک به شکلی اجتناب ناپذیر منجر به افزایش هارمونیک جریان با فرکانس مشابه در بار خواهند شد. تاثیر این هارمونیکها در مواردی خاص باید مورد توجه قرار گیرد, اما اغلب صرفاً از جهت افزایش تلفات مورد بحث قرار می گیرند.

اکنون با رجوع به شکل (6-1) مقدار هارمونیک موجود در ولتاژ بار یک یکسوساز کنترل نشده, p پالسه را می توانیم با صرفنظر از پدیده همپوشانی (overlap) به دست آوریم.



شکل (6-1) شکل موج یکسوساز کنترل نشده p پالسه بدون همپوشانی

فاصله هر دو سیکل در شکل موج 2π است و معادله موج به صورت $V_{\max} \cos \omega t$ می باشد. با استفاده از معادله (4-2-1) داریم:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{\max} \cos \omega t d(p\omega t) = \frac{pV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}$$

(15-3-1)

این معادله نشان دهنده ولتاژ متوسط است. با استفاده معادله (6-2-1) داریم $b_n = 0$ دلیل آن واضح است یعنی تابع زوج است. با استفاده از معادله (5-2-1) داریم:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{\max} \cos \omega t \cos mp \omega t d(p\omega t) = \frac{pV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \left[\frac{2}{m^2 p^2 - 1} \right] [-\cos m\pi]$$

(16-3-1)

که در معادله بالا داریم $m=1,2, \dots$ و معمولا $mp=n$ فرض می شود .
عبارت $[-\cos m\pi]$ در معادله فوق نشان دهنده تغییر علامت مولفه هارمونیک است . مقایسه
معادله فوق نشان می دهد که دامنه هارمونیک نسبت به ولتاژ متوسط عبارتست از:

$$\frac{2}{n^2 - 1}$$

(17-3-1)

کمترین هارمونیک هنگامی است که $m=1$ باشد , که در این صورت فرکانس آن p برابر
فرکانس ورودی است .

ب) وضعیت منبع

بارهایی که نیاز به ولتاژ AC داشته و توسط اینورترها یا سیکلو کانورترها تغذیه می شوند , به
دلیل خاصیت موجود در کلید زنی آنها , دارای فرکانس های هارمونیک می باشند در واقع منبع
AC توانی را توسط یک ولتاژ سینوسی تحویل می دهد که فقط به فرکانس اصلی بستگی دارد . اما
بار بعضی از این فرکانسها را به فرکانس های بالاتر تبدیل کرده اند و توان منبع را به منبع منتقل می
کنند. بنابراین این یک بار یکسوشده به صورت یک ژنراتور عمل می کند .

یک یکسوساز کنترل نشده برای هر هارمونیک موجود در ولتاژ DC دو مولفه هارمونیک در
جریان سه فاز متناوب ورودی ایجاد می کنند یک مولفه با مرتبه ای بالاتر و مولفه دیگری در
فرکانس با مرتبه پایین تر .

آنچه بیان شد را می توان با فرض معادلات زیر برای مقادیر ورودی نسبت به سیستم سه فاز و به
دست آوردن توان لحظه ای کل ثابت کرد :

$$V_a = V \sin \omega t$$

$$V_b = V \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_c = V \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

(18-3-1)

وخواهیم داشت :

$$i_a = I \left[\sin \omega t + \frac{\sin[(n-1)\omega t]}{n-1} + \frac{\sin\left[(n+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]}{n+1} \right]$$

$$i_b = I \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sin\left[(n-1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]}{n-1} + \frac{\sin\left[(n+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]}{n+1} \right]$$

$$i_c = I \left[\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sin\left[(n-1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]}{n-1} + \frac{\sin\left[(n+1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]}{n+1} \right]$$

(19-3-1)

$$\text{پس در یک یکسو ساز ایده آل (بدون تلفات و همپوشانی) } p = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = VI \left(1.5 - \frac{3}{n^2 - 1} \cos \omega t \right)$$

(20-3-1)

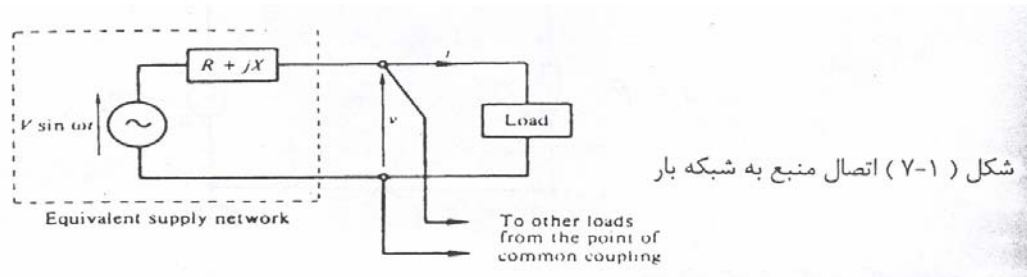
پس در یک یکسو ساز ایده آل (بدون تلفات و همپوشانی) p پالسسه هارمونیکهای موجود از مرتبه

$$r = mp + 1$$

(1-3-21)

خواهند بود که $m=1,2,3,\dots$ و دامنه هارمونیکها $1/r$ دامنه موج اصلی است. با بررسی معادله فوق به راحتی می توان در یافت که هر چه شماره پالس (p) بزرگتر باشد تعداد هارمونیک هایی که حذف می شوند بیشتر است باید توجه داشت که $n=mp$ مرتبه هارمونیک موجود در شکل موج و r مرتبه هارمونیک خریان ورودی است و نیز ذکر این نکته ضروری است که به علت تقریب هایی که در مورد یکسوساز زده شد که (در عمل اینگونه نیست) نسبت ساده $1/r$ در مورد دامنه موج هارمونیک به اصلی کاملا دقیق و صحیح نخواهد بود.

در شکل (7-1) منبع با معادل تونن آن معادل شده و یک بار فرضی جریان i را تحت ولتاژ v که به اندازه افت ولتاژ روی امپدانس $R+jX$ با ولتاژ منبع یعنی $V \sin \omega t$ تفاوت دارد می کشد. مقدار امپدانس در هر فرکانس هارمونیکی متفاوت است، از این رو ولتاژ v ولتاژهای هارمونیک را نیز به همراه خواهد داشت و اگر بارهای دیگری از این نقطه کوپلینگ مشترک تغذیه شوند ولتاژی غیر سینوسی را دریافت خواهند کرد.



نفوذ هارمونیکها به منبع از طریق بار بستگی به عکس العمل اجزای سیستم به فرکانس های خاص دارد.

برای مثال خازن هایی که روی خط به منظور تصحیح ضریب قدرت به کار می روند هارمونیک هایی ناشی از این افت راکتانس فرکانسی را مشاهده خواهند کرد. برای ولتاژها و جریان های هارمونیک امکان نفوذ در همه سطوح سیستم منبع وجود دارد. هارمونیک های سه گانه (هارمونیک هایی با مرتبه $3m$) با یکدیگر همفازند و می توان آنها را در تمامی لحظات به صورت زیر نشان داد:

$$i_a(3m) = I \sin 3m\omega t$$

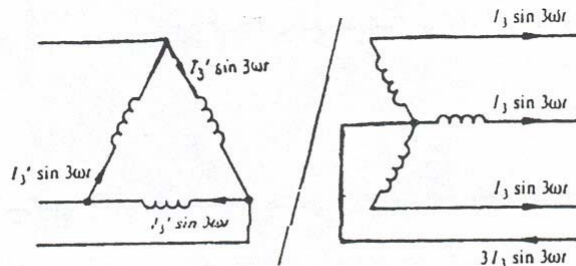
$$i_b(3m) = I \sin \left[3m(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right] = I \sin 3m\omega t$$

$$i_c(3m) = I \sin \left[3m \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = I \sin 3m\omega t$$

به عبارت دیگر :

(22-3-1)

همان طور که در شکل (8-1) مشاهده می شود این هارمونیک های سه گانه جریان فقط می توانند در یک اتصال ستاره با سیم نوترال جاری شوند در تئوری اجزای متقارن جریان مولفه فرکانسی هارمونیک سه گانه شبیه جریان مولفه صفر در سیم نوترال در هر خط سه برابر فاز است . جریان های هارمونیک سه گانه می توانند در سیم بندی مثلث شکل (8-1) ظاهر شوند , اما در خطوط ورودی ظاهر نمی گردند .



شکل (۸-۱) جاری شدن هارمونیک سوم در یک سیستم سه فاز

اگر نقطه نوترال منبع به بار متصل نشده باشد آنگاه عدم حضور نقطه نوترال به معنی عدم وجود هارمونیکهای سه گانه در خط است 0

هارمونیک های مرتبه (3m-1) را می توان به صورت زیر تعریف کرد :

$$i_a(3m-1) = I \sin[(3m-1)\omega t]$$

$$i_b(3m-1) = I \sin \left[(3m-1) \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] = I \sin \left[(3m-1)\omega t + \frac{2\pi}{3} \right]$$

$$i_c(3m-1) = I \sin \left[(3m-1) \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] = I \sin \left[(3m-1)\omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$$

(23-3-1)

هارمونیکی از مرتبه $(3m-1)$ در جهت معکوس (منفی) نسبت به موج اصلی است برای مثال هارمونیکی پنجم $(m=2)$ گشتاوری معکوس در موتور القایی تولید می کند البته اگر ورودی شامل چنین هارمونیکی باشد هارمونیکی های مرتبه $(3m+1)$ را میتوان به صورت زیر تعریف کرد :

$$i_a(3m+1) = I \sin[(3m+1)\omega t]$$

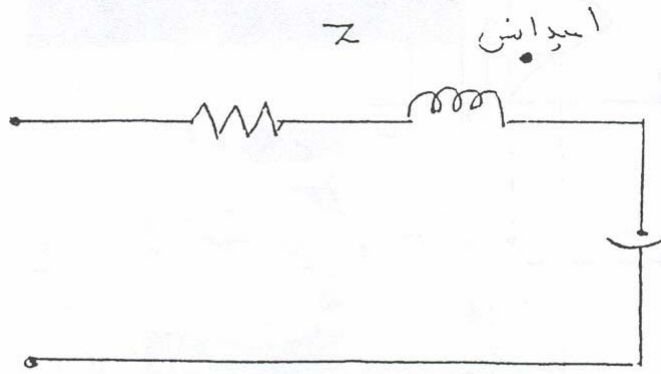
$$i_b(3m+1) = I \sin\left[(3m+1)\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

$$i_c(3m+1) = I \sin\left[(3m+1)\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

(24-3-1)

هارمونیکی از مرتبه $(3m+1)$ همچون هارمونیکی هفتم $(m=2)$ مولفه ای مشابه موج اصلی دارد . برای جلوگیری از ورود این هارمونیکی ها به سیستم می توان از فیلترهایی خاص استفاده کرد . که در فصل سوم فیلترها مورد بحث قرار خواهند گرفت .
 3-3-1) تجهیزات تخلیه ای :

در سیستم قدرت وسائلی که بر اساس تخلیه گازها ویا ایجاد قوس و جرقه کار می کنند , بسیار موجود است . این وسائل شامل لامپهای فلورسنت , لامپهای بخار سدیم و کوره های قوسی هستند . همه اینها هارمونیکی های مشابه تولید می کنند . در این گروه کوره های قوسی با اهمیت ترین تولید کننده هارمونیکی ها می باشند. زیرا آنها با توجه به ظرفیت بزرگ خود مقدار زیادی هارمونیکی در یک نقطه شبکه ایجاد می کنند در حالیکه باهای روشنایی (هر چند مجموعاً ظرفیت بزرگی دارند) به علت پخش بودن در شبکه اهمیت کوره های قوسی را ندارند. بیشتر دستگاههای تخلیه ای مدار معادلی شبیه شکل (9-1) دارند. اساساً ایجاد قوس می تواند بر اثر وجود یک منبع ولتاژ که با یک راکتانس جهت محدود کردن جریان, سری شده در یک فاصله هوایی یا گازی به وجود آید .



شکل (۹-۱) مدار معادل یک دستگاه تخلیه ای

در مورد کوره های قوسی معمولاً راکتانس جدا گانه وجود ندارد و همان راکتانس هادیها جهت محدود کردن جریان کفایت می کند. در مورد لامپها از چوک استفاده می شود. مقدار هارمونیک های جریان و سائل تخلیه ای تک فاز در جدول شکل (10-1) آورده شده است .

مقدار هارمونیک به درصد	مرتبه هارمونیک
15	سوم
4	پنجم
1.5	هفتم
1	نهم

شکل (10-1) مقدار هارمونیک های جریان در یک دستگاه تخلیه ای تکفاز

در دستگاه تخلیه سه فاز متعادل هارمونیک های سوم و نهم حذف شده و وجود ندارد. ولی در رابطه با بررسی و مطالعه کوره های سه فاز به علت وجود عدم تعادل شدید بار در طول ذوب همیشه این هارمونیک ها را در نظر می گیرند.

همچنین هارمونیک های زوج ممکن است در کوره های قوسی که به خاطر ایجاد عمل قوس شدید و ناهماهنگ که ایجاد جریان نامتعادل در قسمت مثبت و منفی سیکل جریان می نمایند یافت شود. 1-4 اثرات هارمونیک ها بر تجهیزات

با توجه به اینکه دو نوع هارمونیک ولتاژ و جریان در سیستمهای قدرت پدید می آیند و با توجه به اینکه این اعوجاج ها ناشی از عواملی هستند که به طور دائم در شبکه ها وجود دارند , لذا

تجهیزات مورد استفاده در سیستم های برق رسانی به طور دائم در معرض اعوجاج های موجود در سیستم می باشند. در نتیجه لازم است تاثیرات هارمونیک ها بر تجهیزات مورد بررسی قرار گیرد و در صورتی که این اعوجاج ها به نحوی باشد که بر عملکرد تجهیزات تاثیرات نامطلوبی باقی گذارند لازم است روش هایی به منظور کاهش این گونه تاثیرات را جستجو نمود.

اصولا هارمونیک های ایجاد شده توسط بارهای غیر خطی می توانند بر دیگر بارهای مرتبط در محل اتصال تاثیر زیادی بگذارند. اعوجاج های ولتاژی که توسط اعوجاجهای جریان ایجاد می شود تابعی از امپدانس سیستم و میزان جریان اعوجاج یافته است. بنابراین اگر امپدانس سیستم کم باشد اعوجاج ولتاژ ناچیز خواهد بود.

اصولا اعوجاج ولتاژ دو اثر اصلی باقی می گذارد :

- گرم شدن اضافی ماشینها

- خرابی بانک های خازنی

هارمونیک های جریان دارای اثرات متفاوتی می باشند ، وقتی هارمونیک جریان زیاد باشد و در یک مسیر موازی با سیستم های مخابراتی قرار داشته باشد باعث ایجاد تداخلات می گردد. میزان تداخلات بستگی به مسیر و اندازه هارمونیک دارد . همچنین هارمونیک جریان باعث ایجاد تلفات اضافی سرگردان در ترانسفورماتورها می گردد و تلفات را در خطوط افزایش می دهد . وسایل اندازه گیری موجود در سیستم های قدرت در این حالت دارای خطای اندازه گیری می شوند.

علاوه بر این هارمونیک ها باعث عملکرد نامناسب رله ها ، کلید ها ، فیوزها، سیستم های فرمان از راه دور و مسائل دیگری بر تجهیزات مورد استفاده در شبکه می گردند.

به عبارت بهتر اثرات هارمونیک ها را می توان به سه دسته اصلی تقسیم نمود :

- اثرات بر عایقهای تجهیزات

- اثرات گرمایی بر تجهیزات

- عملکرد نامناسب تجهیزات

حال با توجه به مطالعه تاثیرات هارمونیک بر تجهیزات لازم است به منظور آشنا شدن با چگونگی تاثیر ، جزئیاتی از چگونگی تاثیر هارمونیک بر تجهیزات آورده شود.

بررسی اثر هارمونیک ها بر تجهیزات شامل مواد زیر می باشد :

- اثر هارمونیک ها بر خازن ها

- اثر خازنها بر هارمونیک ها

- اثر هارمونیک بر روی لامپ های روشنایی و المانهای حرارتی

- اثر هارمونیک بر ماشین های آسنکرون (اندوکسیون)
- اثر هارمونیک بر ماشین های سنکرون
- اثر هارمونیک بر ترانسفورماتورها
- اثر هارمونیک بر رله ها
- اثر هارمونیک بر وسایل اندازه گیری
- اثر هارمونیک بر کلید ها
- اثر هارمونیک بر عایق ها
- اثر هارمونیک بر فیوزها
- اثر هارمونیک بر سیستمهای مخابراتی

قبل از اینکه به اثر هارمونیک ها پرداخته شود ، بحث مختصری در مورد ارتباط بین هارمونیک های ولتاژ و جریان و همچنین مسیر عبور هارمونیک ها ارائه می گردد.

- ارتباط بین هارمونیک ولتاژ و جریان

وقتی که صحبت از اعوجاج ناشی از هارمونیک ها می شود مشخص نیست که کدام یک از هارمونیک های ولتاژی یا جریان مهمتر می باشند و کدام یک را در بررسی مشکلات تجهیزات ناشی از اعوجاج در نظر گرفت . پاسخ این سوال ها همیشه ساده نمی باشد زیرا ما درگیر با یک سیستم هستیم و نمی توانیم فقط تاثیر اعوجاج بر یک عنصر از این سیستم را در نظر داشته باشیم.

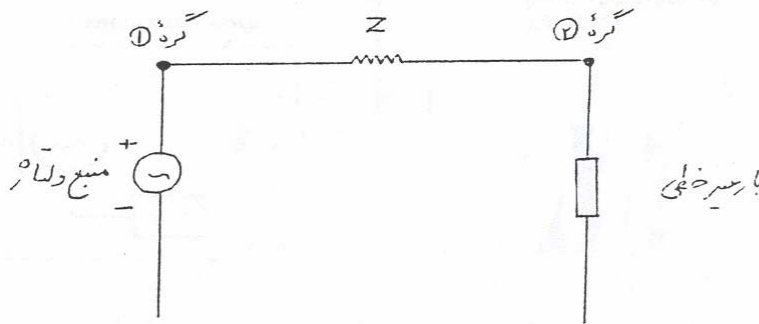
به همین منظور در مرحله اول ، ارتباط بین اعجاج ولتاژ و جریان به دست آورده می شود . همچنان که مشخص است اعمال یک ولتاژ سینوسی به مقاومت غیر خطی ، تولید جریان اعوجاجی می کند . همچنین اگر جریان سینوسی به یک بار غیر خطی تزریق شود ولتاژ دو سر مقاومت اعوجاج می یابد . این مسئله یکی از اصول اساسی عناصر غیر خطی است و یعنی در مدارات غیر خطی ، ولتاژ و جریان نمی توانند دارای یک شکل باشند ، بنابراین می توان گفت که در بارهای غیر خطی فقط یکی از دو کمیت ولتاژ یا جریان می توانند سینوسی باشند . این مورد آن چیزی است که ما در سیستم های قدرت با آن روبرو هستیم زیرا سیستم های قدرت به نحوی طراحی می گردند که ولتاژ تنظیم شده مناسبی را در اختیار مصرف کننده قرار دهند.

به عبارت دیگر امپدانس منابع در مقایسه با امپدانس بار کم است . در چنین شرایطی اعوجاج ولتاژ نسبت به اعوجاج جریان کم می باشد اگر چه ممکن است از حد مجاز نیز فراتر رفته باشد.

با توجه به مطالب اشاره شده می توان گفت که شکل موج جریان منابع تولید هارمونیک ها تقریباً ثابت است و وابسته به شکل موج ولتاژ نمی باشد و در نتیجه به راحتی می توان بارهای غیر خطی را

در سیستم های قدرت به صورت منابع ثابت هارمونیک جریان تصویر نمود. شکل (11-1) این مطلب را به تصویر کشیده است .

به هر حال باید به خاطر آورد که زمانی می توان این مفهوم را به کار برد که امپدانس منبع در مقابل امپدانس بار کوچک باشد . در برخی موارد نمی توان از این مدل برای منابع هارمونیکی استفاده کرد (نصب خازن ها و ایجاد شرایط رزونانس موازی) تحت این شرایط امپدانس منابع در فرکانس هارمونیکی خاص افزایش می یابد.



شکل (۱۱-۱): وابستگی اعوجاج ولتاژ به امپدانس سیستم

در شکل (11-1) منبع سیستم قدرت به صورت یک منبع ولتاژ سینوسی ایده آل مدل شده است. بنابراین هیچگونه اعوجاجی در گره 1 دیده نمی شود. این منبع سینوسی بار غیر خطی را که در گره 2 قرار گرفته است از طریق یک خط انتقال تغذیه می کند. امپدانس خط با Z نشان داده شده است. حال اگر جریان اعوجاج ناشی از بار غیر خطی از امپدانس Z عبور کند باعث می گردد که ولتاژ گره 2 تغییر شکل یابد . میزان اعوجاج ولتاژ در این حالت بستگی به مقدار Z دارد. اگر $Z=0$ باشد هیچ اعوجاجی در ولتاژ گره 2 دیده نمی شود، گر چه اعوجاج جریان هنوز وجود دارد . بنابر این به طور آشکار دیده می شود که اثرات بارهای تولید کننده هارمونیک به طور زیادی بستگی به مشخصه سیستم دارند.

با توجه به مطالب اشاره شده سیستم های قدرت قادر به جذب مقدار قابل ملاحظه ای جریان های هارمونیکی هستند بدو اینکه مشکل قابل توجهی پیش آید ، در صورتی که مشکلی پدید آید همیشه رزونانس عامل این موضوع می باشد.

هنگام بررسی اثرات بارهای تولید کننده هارمونیک بر روی دیگر مصرف کننده ها ، اعوجاج ولتاژ اولین اثر را دارد . در صورتی که امپدانس منبع کم باشد اعوجاج ولتاژ کم و در نتیجه دیگر

مصرف کننده را تحت تاثیر قرار نمی دهد. گر چه جریان هارمونیکي اگر اعوجاج ناشی از آن کم باشد به طور مستقیم دیگر مصرف کننده ها را تحت تاثیر قرار نمی دهد اما می تواند اثرات زیان آوری را بر روی بقیه عناصر سیستم و سیستم هایی که با سیستم قدرت کوپل می شوند مانند سیستم های مخابراتی، ایجاد نماید.

یکی از مهمترین اثرات زیان آور هارمونیک جریان ایجاد تلفات زیادی در ژنراتورها و ترانسفورماتورها است. در صورتی که هارمونیک جریان زیاد باشد ممکن است باعث گرم شدن شدید بعضی نقاط در ترانس ها و ژنراتور ها شود که این مسئله باعث خرابی عایق آنها می شود. خوشبختانه به دلیل آنکه بخش اعظم مصرف کننده ها بارهای خطی هستند لذا جریان هارمونیکي کم بوده و اثرات کمی را بر جای می گذارند. به هر حال اگر روند افزایش منابع تولید هارمونیک به سرعت گسترش یابند در آینده مشکلات زیادی ایجاد می کنند.

به طور خلاصه می توان چنین گفت:

اعوجاج در ولتاژ به طور زیادی بستگی به امپدانس سیستم دارد و چون امپدانس سیستم در مقابل امپدانس بار کم است لذا اعوجاج ولتاژ کم می باشد (گر چه ممکن است از حدود مجاز بیشتر گردد). به دلیل اینکه اعوجاج ولتاژ کم است هارمونیک جریان در هر بار می توان با فرض اینکه ولتاژ دو سر آن سینوسی است محاسبه نمود.

اعوجاج جریان سبب افزایش تلفات و نیز تداخل در ارتباطات می گردد.

1-4-1 اثر هارمونیک ها بر خازن ها

تجهیزات سیستم های قدرت اغلب تحت تاثیر هارمونیک ولتاژ هستند. از مهمترین مهمترین تجهیزات که تحت تاثیر هارمونیک ولتاژ قرار می گیرند خازن های مورد استفاده در شبکه به منظور تصحیح ضریب قدرت می باشند. یکی از مواردی که باعث آسیب رساندن به خازن ها می گردد گرم شدن خازن ناشی از اضافه جریان شدید خازن می باشد بالا بودن ورودی به خازن حتی در صورت کم بودن هارمونیک ولتاژ امکان پذیر است زیرا امپدانس خازن با عکس فرکانس در ارتباط است.

$$X_c = \frac{1}{hC\omega}$$

(25-4-1)

مسئله دیگری که در عملکرد خازن ها ممکن است پدید آید مشکل عایقی است زیرا اضافه ولتاژ ناشی از هارمونیک ها ممکن است به حدی برسد که بر خازن تاثیر بگذارد زیرا معمولا خازن ها حساس ترین عنصر در شبکه می باشند و اضافه ولتاژ آنها معمولا نباید از 20 درصد ولتاژ پیک نامی بیشتر بشود.

عموما در سیستم های قدرت اغتشاشات ولتاژ به اندازه ای نیست که سبب آسیب رساندن به خازن گردند مگر اینکه شرایط رزونانس در سیستم پدید آید که این مسئله در سیستم های برق رسانی به صنایع بسیار دیده می شود.

1-4-1- اثر هارمونیک ها بر تلفات دی الکتریک خازن ها

تلفات بانک های خازنی همان تلفات دی الکتریکی می باشد و از فرمول زیر محاسبه می گردد :

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot C \omega h \cdot \tan \delta_h$$

(26-4-1)

در معادله بالا

C = ظرفیت خازن بر حسب فاراد

h = ضریب تلفات در هارمونیک h ام

V = ولتاژ هارمونیک h ام

حال اگر ضریب تلفات را مستقل از فرکانس در نظر بگیریم خواهیم داشت :

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = \delta_h$$

(27-4-1)

در نتیجه تلفات دی الکتریک برابر خواهد شد با :

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot C \omega h \cdot \tan \delta_1$$

(28-4-1)

تلفات دی الکتریک یک خازن که از موج سینوسی با مقدار موثر V_R تغذیه می شود ، برابر

خواهد بود با :

$$P_R = V_R^2 C \omega \tan \delta_1$$

(29-4-1)

در این صورت نسبت بین تلفات در موج سینوسی و تلفات در موج غیر سینوسی برابر خواهد شد

با :

$$\frac{P}{R} = \frac{\sum V_h^2}{V_R^2} \frac{C \omega \tan \delta_1}{C \omega \tan \delta_1}$$

(30-4-1)

$$\frac{P}{P_R} = \frac{\sum V_h^2}{V_R^2} h$$

(31-4-1)

به کمک روابط فوق می توان تلفات عایقی را در صورت وجود هارمونیک ها محاسبه نمود.

1-3-2- اثر خازنها بر روی هارمونیک

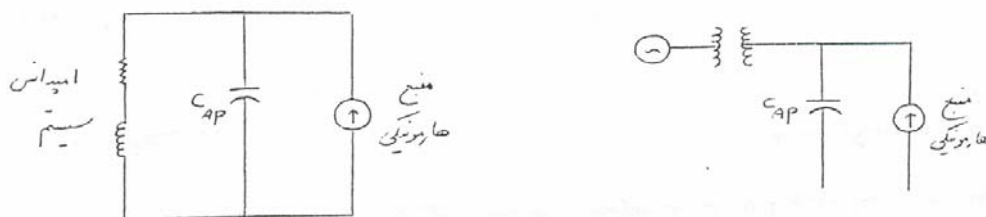
خازنها تجهیزاتی هستند که تولید هارمونیک نمی نمایند، لیکن بر روی هارمونیک های موجود ناشی از عوامل غیر خطی تاثیرات خاصی را بر جای می گذارند که لازم است بر روی آنها مطالعه شود. اولین تاثیر خازن منحرف کردن مسیر هارمونیک جریانا از مسیر اصلی یعنی از روی عوامل تولید کننده هارمونیک به سوی شبکه می باشد. بدون خازن اصولاً سیستم ها سلفی هستند. این مسئله حتی در فرکانس های هارمونیکی صدق می کند، اما هنگامیکه خازنها در یک مدار سلفی واقع می شوند امکان دارد باعث ایجاد رزونانس در فرکانس طبیعی سیستم گردد.

اصولاً دو نوع رزونانس ناشی از خازن به وجود می آید:

- رزونانس موازی
- رزونانس سری

- رزونانس موازی:

متداولترین مسئله خازن ها، رزونانس موازی خازن با امپدانس منابع می باشد. شکل (1-12) این موضوع را نشان می دهد:



ب: مدار معادل

الف: دیاگرام تک خطی

شکل (1-12): رزونانس موازی خازنها با امپدانس منبع تغذیه

از دیدگاه منبع هارمونیک بانک های خازنی با امپدانس اتصال کوتاه شبکه (منبع تولید) موازی قرار می گیرند. فرکانس یک چنین ترکیب موازی از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$fr = 50 \sqrt{\frac{(MVA)sc}{(MVAR)cap}}$$

(32-4-1)

MVAsec = مگا ولت آمپر اتصال کوتاه در محل نصب بانک خازن

MVARcap = مگا وار نامی بانک خازن

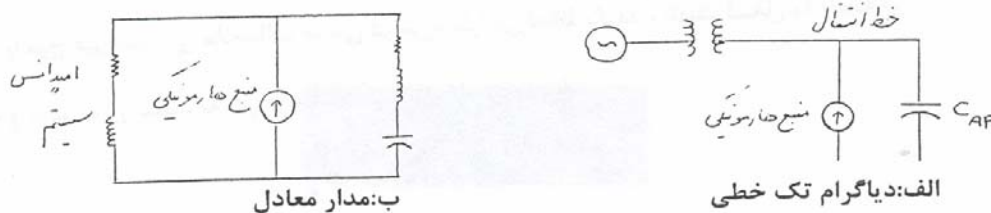
در فرکانس رزونانس ترکیب موازی بانک خازنی و رآکتانس شبکه (منبع تولید) به صورت امپدانس بزرگی ظاهر می شود. در این صورت اگر هارمونیک جریانی به این امپدانس تزریق شود ولتاژ اعوجاج دار بزرگی به دلیل بالا بودن امپدانس ظاهر می گردد.

ولتاژ هارمونیکی بزرگ سبب تولید هارمونیک جریان در بانک خازنی و رآکتانس منبع می شود به عبارت دیگر اثر رزونانس به صورت تقویت هارمونیک جریان تزریق شده ظاهر می گردد. در چنین حالتی ولتاژ دو سر خازن ها آنقدر زیاد می شوند که باعث آسیب به خازنها می شوند.

اثر خازنها بستگی به تیزی حالت رزونانس دارد. بارهای مصرفی فاکتور اصلی در کاهش دادن اغتشاش هارمونیک در شرایط رزونانس است. در صورتی که سطح بار افزایش یابد میزان تقویت در شرایط رزونانس به دلیل اینکه مسیر امپدانس کمتری ربای جریان ایجاد می شود کاهش می یابد.

رزونانس سری :

شرایط ایجاد رزونانس سری با خازن ها نیز پدید می آید این مسئله زمانی که خازنها در انتهای مسیر بر روی فیدر قرار دارند پدید می آید. شکل (1-13) این مورد را نشان می دهد.



شکل (1-13) : کاربرد خازن و ایجاد رزونانس سری

از دید گاه منبع تولید هارمونیک امپدانس خط به طور سری با خازن قرار دارد و بنابر این ، می تواند امپدانس کمی را در برابر یکی از هارمونیک های جریان نشان دهد. در رزونانس سری ،

هیچگونه تقویت هارمونیک جریان تزریق وجود ندارد، اما مسیر جریان می تواند در بخشی از مدار که نا مطلوب است جریان یابد. این امر دو اثر مهم دارد:

- اگر خطی در شرایط رزونانس سری قرار گرفته باشد و خطوط مخابراتی نیز با آن موازی باشند آنگاه در چنین حالتی تداخلات شدیدی می تواند بروز کند.
- اعوجاج ولتاژ هارمونیک به دلیل تمرکز هارمونیک جریان در مسیر رزونانس پدید می آید.

1-4-3- اثر هارمونیک بر روی لامپهای روشنایی و المانهای حرارتی

تلفات در تجهیزات الکتریکی مقدار زیادی وابسته به اغتشاشات ولتاژ اعمالی به آنها می باشد. معادله کلی را که برای تلفات می توان نوشت به صورت زیر است:

$$P = \sum V_h^n F(h) \quad (33-4-1)$$

که در آن پارامترها به صورت زیر تعریف شده اند:

$$V_h = \text{مقدار موثر هارمونیک } h \text{ ام}$$

$$n = \text{مقدار ثابت}$$

$$F(h) = \text{تابعی است که بستگی به نوع تلفات دارد}$$

اگر لامپهای روشنایی یا المانهای حرارتی را به عنوان یک مقاومت در نظر بگیریم قدرت جذب شده لامپهای روشنایی و المانهای حرارتی تلفات اهمی خواهند بود در نتیجه در رابطه (33-4-1)

توان n برابر با 2 و تابع $F(h) = \frac{1}{r}$ خواهد شد، یعنی داریم:

$$P = \sum V_h^2 \frac{1}{r} \quad (34-4-1)$$

در رابطه بالا r مقاومت لامپ یا المان حرارتی است.

اگر جذب قدرت در صورت اعمال موج ولتاژ سینوسی با مقدار موثر برابر با مقدار زیر باشد:

$$P_R = \frac{V_R^2}{r} \quad (35-4-1)$$

آن گاه خواهیم داشت:

$$\frac{P}{P_R} = \frac{\sum V_h^2}{\frac{V_R^2}{r}} = \frac{\sum V_h^2}{V_R^2}$$

(36-4-1)

$$\frac{P}{P_R} = \left[\frac{V_1}{V_R} \right]^2 \sum_{h=1} \left[\frac{V_h}{V_1} \right]^2$$

(37-4-1)

حال اگر مقدار موثر ولتاژ سینوسی اعمالی برابر با مقدار موثر مولفه اصلی موج ولتاژ هارمونیک باشد یعنی $V_1 = V_R$ آنگاه خواهیم داشت :

$$\frac{P}{P_R} = \frac{V_1^2 + \sum_{h=2} V_h^2}{V_1^2} = 1 + (THD)^2$$

(38-4-1)

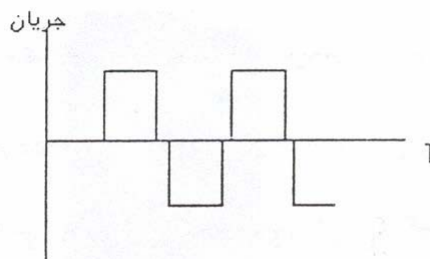
به عبارت دیگر هر چه اعوجاج کلی ولتاژ TDH بیشتر باشد جذب قدرت یا بار مصرفی در حال تغذیه با موج هارمونیک نسبت به جذب قدرت یا بار مصرفی با موج سینوسی بیشتر خواهد شد .

4-4-1 تاثیر هارمونیکها بر کلیدها

کلیدها وسایلی هستند که در صورت لزوم جریان مدار را قطع می کنند . عملکرد صحیح کلیدها بستگی به شکل موج جریانی دارد که قرار است توسط کلید قطع گردد . در نتیجه در صورت وجود هارمونیک در جریان امکان دارد شکل موج جریان به نحوی باشد که در حوالی جریان صفر ، مشتق جریان مقدار بزرگی شود و در نتیجه سبب اشکال در قطع شدن جریان گردد .

نمونه ای از این نوع جریان ها ، جریانهای مربوط به کانورتورها می باشند که در حوالی جریان صفر مقدار مشتق جریان بسیار زیاد است . شکل (14-1) شکل موج جریان یک مبدل را نشان می

دهد.



شکل (1-14) موج جریان یک مبدل

از طرف دیگر بسیاری از خرابی دژنکتورها یا مدار شکن های (circuit breaker) دارای سیم پیچ طولانی کننده ناشی از عدم عملکرد موفق این سیم پیچها در صورت وجود هارمونیک ها می باشد زیرا سیم پیچ طویل کننده قوس هنگامی که عمل قطع در حال اتفاق است سبب حرکت قوس به مجرای قوس (are chute) می گردد و در صورتیکه این عمل به علت وجود هارمونیک ها و در نتیجه زیاد شدن امیدانس آنها به صورت کامل انجام نگیرد قوس دیرتر انجام می گردد.

در حال حاضر استاندارد در خصوص سطح هارمونیک های مجاز در مورد کلیدها وجود ندارد ولی به نظر می رسد وجود حدود 5 درصد هارمونیک اثری در عملکرد کلیدها نداشته باشد. موضوع مهم در مورد کلیدها، بیشتر شکل موج در زمان صفر شدن جریان و همچنین مقدار مشتق جریان و همچنین مقدار مشتق جریان در این زمان است.

1-4-5 اثرات هارمونیک ها بر عایق ها

اضافه ولتاژ ناشی از هارمونیک ها می تواند بر توانایی عایق ها تاثیر بگذارد و سبب شکست آنها گردد و با توجه به اینکه عایق ها تقریباً در تمامی تجهیزات مورد استفاده در صنعت برق وجود دارند، لذا بررسی تاثیر هارمونیک بر عایق ها لازم به نظر می رسد. از میان تجهیزات مورد استفاده خازنها حساسترین عنصر به حساب می آیند و اضافه ولتاژ آنها نباید از 20 درصد بیشتر شود.

اضافه ولتاژ قابل تحمل موتورهای الکتریکی از دیدگاه عایقی برابر یا بیشتر از دو برابر ولتاژ نامی موتور است. با توجه به چنین شرطی دیده می شود که هارمونیک ها تاثیر زیادی بر عایق های موتور ها نخواهند گذاشت و هارمونیک ها بر تلفات مسی موتور تاثیر بیشتری دارند.

همچنین هارمونیک ها بر عملکرد تجهیزاتی مانند برقگیرها که از فواصل هوایی استفاده می کنند تاثیر می گذارند. در ضمن هارمونیک ها باعث گرم شدن اضافی تجهیزاتی که در آنها از نیمه هادیها استفاده می گردد می شوند. از دیگر عناصری که هارمونیک ها بر عایق آنها تاثیر می گذارند کابلها می باشند که این مسئله احتمال شکست عایقی در کابل ها را به علت افزایش ولتاژ، زیاد می کند.

1-4-6 اثرات هارمونیکها بر فیوزها

با توجه به اینکه فیوزها عناصری هستند که گرم شدن المان آنها سریع تر عمل نمودن آنها می گردد. لذا وجود هارمونیک های زیاد در شبکه باعث تغییر دادن منحنی مشخصه جریان - زمان فیوز به دلیل گرم شدن اضافی آنها می شود. این مسئله به خصوص در جریان های پایین اتصال کوتاه بیشتر نمایان می گردد.

1-4-7- اثر هارمونیک ها بر سیستمهای مخابراتی

از مهمترین مسائلی که هارمونیک جریان ایجاد می نماید تداخلات مخابراتی است. جریانهای هارمونیکی به صورت القا و یا هدایت مستقیم وارد سیستم های مخابراتی می گردند . این نوع تداخل , زمانی که در سیستم های مخابراتی از سیمه ای معمولی استفاده می شود بسیار زیاد بوده لیکن با توجه به اینکه در حال حاضر از سیمهای تلفنی که دارای شیلد هستند و یا سیمهای تلفنی که به صورت زوج به هم پیچیده شدند استفاده می شود اثر کوپلاژ القایی کمتر شده است . با این وجود اگر مقدار جریان هارمونیکی بالا باشد کوپلاژ در شیلد خواهد بود و در این حالت نیز مسئله وجود خواهد داشت.

فصل دوم : ماشین های AC چند فازه

3-1) مقدمه

همانطور که در بخش های قبل نیز اشاره شد در جریان بیشتر مبدل های فرکانسی ایستا مقدار قابل ملاحظه ای هارمونیک موجود می باشد. در این بخش نحوه عملکرد موتور AC با شکل موج های غیر سینوسی مورد بحث قرار گرفته و با موج سینوسی مقایسه شده است. در ابتدا تئوری مدار معادل موتور القایی چند فازه با منبع سینوسی مرور می شود. این تئوری همچنین وابسته به رفتار هارمونیک ماشین های سنکرون و موتورهای آسنکرون می باشد، زیرا میدانهای هارمونیک دوار در شکاف هوایی به طور غیر همزمان نسبت به سیم بندی های دوران می کنند.

2-2) مدار معادل موتور القایی

یک موتور القایی را می توان ترانسفورمری فرض کرد که سیم بندی ثانویه آن دوران می کند و به همین دلیل مدار موتور القایی چند فازه شباهت زیادی با مدار مدار معادل ترانس دارد. در یک موتور القایی جریان اولیه یا استاتور مشابه با یک ترانس، شار متقابلی را برقرار می کند که از سیم بندی ثانویه یا روتور عبور می کند و یک شار نشتی که فقط از سیم بندی اولیه می گذرد. این شار نشتی موجب القای نیروی محرکه اولیه ای متناسب با آهنگ تغییر جریان اولیه می گردد. این اثر را می توان به صورت یک راکتانس نشتی X_1 در هر فاز استاتور نشان داد که این مسئله در شکل (1-2) نشان داده شده است، در این شکل R_1 مقاومت استاتور در هر فاز و $(R_1 + jX_1)$ امپدانس نشتی استاتور می باشند. شار متقابل در شکاف هوایی نیرو محرکه ای را با فرکانس منبع در استاتور القا می کند.

افت ولتاژ روی این امپدانس نشتی موجب می شود تا هنگام اعمال بار به موتور emf شکاف هوایی در هر فاز (E_1) و فوران مربوط به هر قطب ϕ کاهش یابند. جریان استاتور (I_1) از دو مولفه تشکیل شده است، مولفه جریان مغناطیس کنندگی (I_m) و مولفه بار جریان استاتور (I_2)

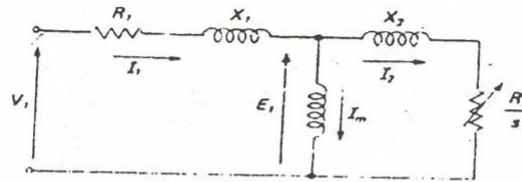
که mmf مربوط به جریان روتور را خنثی می کند. تلفات هسته و اثرات اشباع قابل صرف نظر کردن می باشند.

برای به دست آوردن مدار معادل روتور قفسه سنجایی یا سیم پیچی شده از یک سیم بندی اتصال کوتاه شده معادل که همان تعداد دور و آرایش سیم بندی استاتور را داراست، جایگزین می گردد. این عمل معادل با روش معمول در ترانسفورمر است که کمیت های اولیه به ثانویه منتقل می گردد. در حالت سکون نیروی محرکه القا شده هر فاز در مدار معادل مساوی emf استاتور، یعنی E_1 و فرکانس روتور برابر فرکانس منبع، یعنی f_1 می باشد.

اگر لغزش روتور را نسبت به میدان دوار اصلی با S نمایش دهیم، می توان آنرا به صورت زیر تعریف کرد:

$$S = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_{slip}}{\omega_s} \quad \omega_{slip} = \omega_s - \omega_m$$

که در رابطه فوق ω_s نشان دهنده سرعت زاویه ای سنگرون موتور القایی و ω_m سرعت زاویه ای روتور و ω_s سرعت زاویه ای لغزش می باشد.



شکل (۱-۲) مدار معادل تک فاز موتور القایی

emf روتور، یعنی E_2 مساوی $S.E_1$ و فرکانس روتور مساوی $S.f_1$ می باشد. اگر R_2 مقاومت معادل روتور در هر فاز و X_2 راکتانس پراکنده روتور در هر فاز در حالت سکون باشد، جریان روتور را می توان توسط رابطه زیر محاسبه کرد:

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2 + jsX_2} = \frac{SE}{R_2 + jsX_2} \quad (1-2-2)$$

$$I_2 = \frac{E_1}{\left(\frac{R_2}{s}\right) + jX_2} \quad (2-2-2)$$

در هر معادله (1-2-2) مقادیر روتور در فرکانس لغزش می باشند. اما در معادله (2-2-2) در فرکانس منبع داده شده اند. این معادلات نشان می دهند که جریان روتور (I_2) در صورتیکه روتور به حالت سکون آورده شود، ثابت می ماند و مقاومت R_2 افزایش می یابد، با اتصال مدار معادل روتور و استاتور به یکدیگر، مطابق شکل (1-2) مدار معادل کامل موتور آسنکرون در هر فاز به دست می آید.

(1-2-2) معادل گشتاور

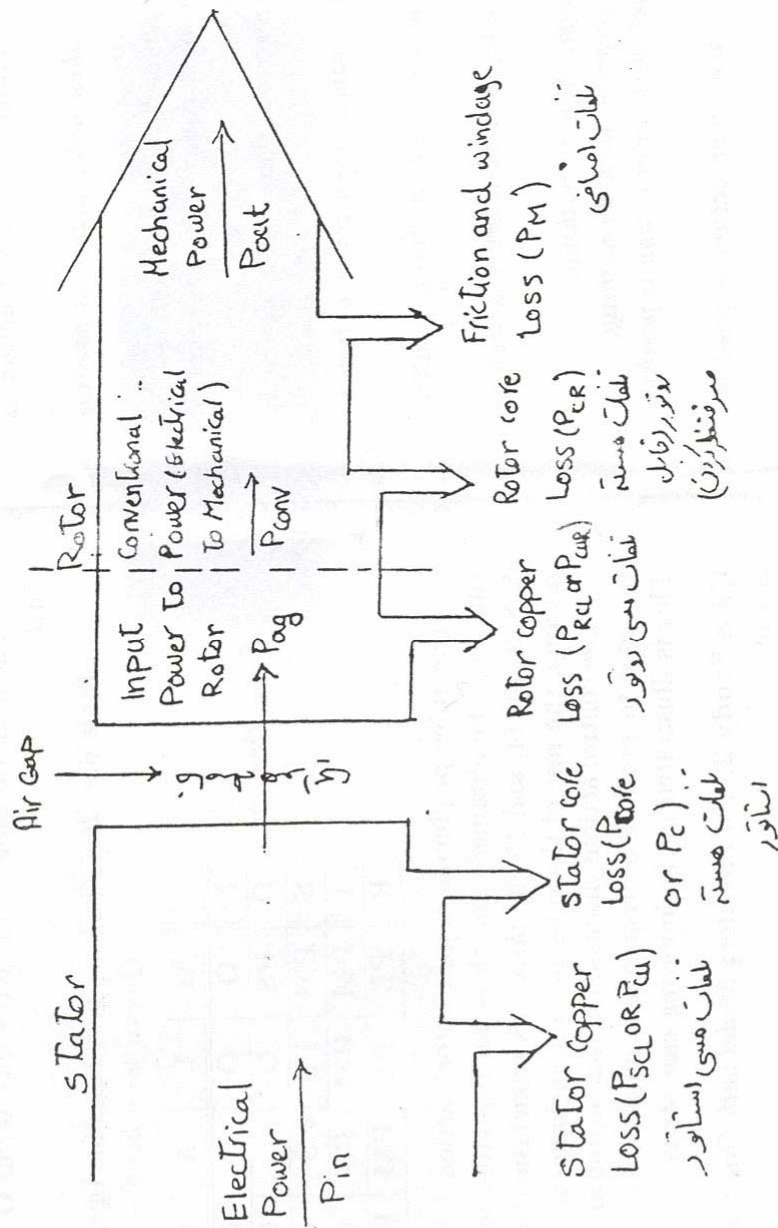
تلفات ظاهری روتور در لغزش s برابر $R_2 \frac{I_2^2}{s}$ در هر فاز است، در حالیکه در ماشین واقعی تلفات مسی روتور برابر $R_2 I_2^2$ در هر فاز می باشد. تلفات اضافی در مدار معادل موتور القایی در واقع معادل الکتریکی توان مکانیکی خروجی است. اگر P_{mech} نشان دهنده توان مکانیکی ناخالص خروجی - شامل تلفات مربوط به اصطکاک و تهویه باشد در این صورت داریم:

$$P_O = P_{ag} - P_{cuR} = P_{mech} = m_1 \left[\left(I_2^2 \frac{R_2}{s} \right) - (R_2 I_2^2) \right] = m_1 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (3-2-2)$$

که در معادله (3-2-2) m_1 نشان دهنده تعداد فازهای استاتور است. نمودار (1-2) نمایشگر پخش توان در یک موتور القایی است. اگر ω_m سرعت زاویه ای مکانیکی روتور و T گشتاور مغناطیسی باشد، گشتاور مکانیکی ناخالص خروجی به صورت زیر خواهد بود:

$$T \omega_m = m_1 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (4-2-2)$$

$$T = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{\omega_m} \left(\frac{1-s}{s} \right)$$



شماره ۱-۲) نمودار پخش توان در موتورهای القایی سه فاز

گشتاور به دست آمده در معادله (5-2-2) گشتاور داخلی موتور است و برای به دست آوردن گشتاور خروجی در محور موتور باید گشتاور لازم برای غلبه بر اصطکاک و تهویه از آن کم شود.

چون سرعت زاویه ای سنکرون بر حسب رادیان بر ثانیه (rad/s) از رابطه $\omega_s = \frac{\omega_m}{1-s}$ یا $\omega_s = \frac{2\pi f_1}{p}$ به دست می آید، هنگامی که P تعدا زوج قطب ها می باشد. معادله گشتاور را می توان به صورت زیر نوشت :

$$T = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{s \omega_s} \quad (6-2-2)$$

$$T = \frac{P m_1}{2\pi f_1} (I_2^2) \frac{R_2}{s} \quad (7-2-2)$$

مقادیر فوق نیز نشان دهنده گشتاور داخلی موتور می باشد .

2-2-2) پخش توان در روتور

با توجه به مدار معادل القایی و نمودار پخش توان می توان مشاهده کرد که توان الکتریکی ورودی به روتور از استاتور از طریق فاصله هوایی برابر است با :

$$P_{og} = \frac{m_1 I_2^2 R_2}{s} \quad (8-2-2)$$

این توان را می توان به دو قسمت ، یعنی توان مکانیکی خروجی و تلفات مسی روتور (از تلفات هسته و اضافی صرفنظر می کنیم) تقسیم کرد به عبارت دیگر خواهیم داشت :

$$P_{og} = P_{mech} + P_{cuR} \quad (9-2-2)$$

$$P_{mech} = T \omega_m$$

(10-2-2)

$$P_{cuR} = m_1 I_2^2 R_2$$

(11-2-2)

با ترکیب معادلات (6-2-2) و (8-2-2) می توان نتیجه گرفت :

$$P_{og} = T \omega_s$$

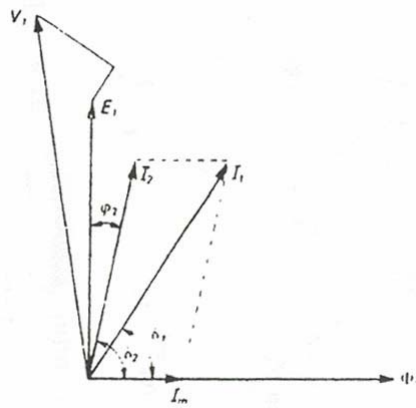
(12-2-2)

به عبارت دیگر ، کل توان الکتریکی ورودی به روتور مساوی با گشتاور مکانیکی داخلی ضربدر سرعت زاویه ای سنکرون می باشد .

(3-2-2) دیاگرام فازوری

دیاگرام فازوری متناظر با مدار معادل شکل (1-2) در شکل (2-2) نشان داده شده است . جریان مغناطیس کنندگی (I_m) فازور مرجع است و emf استاتور (E_1) به اندازه 90 درجه از I_m عقب تر است. مولفه بار جریان استاتور I_2 است . این مولفه mmf روتور را خنثی می کند و به اندازه ضریب قدرت روتور ، ϕ_2 از E_1 جلوتر است.

جریان کلی استاتور I_1 و I_2 است ، شار اصلی عبوری از شکاف هوایی ϕ_1 با جریان مغناطیس کنندگی I_m هم فاز است و اگر اشباع ناچیز باشد دامنه شان با هم تناسب دارد. فازورهای جریان و شار را می توان همانند بردارهای مکانی شار و نیرو محرکه mmf در نظر گرفت که ترکیب اثر هر سه فاز را بیان داشته و با سرعت زاویه ای سنکرون ماشین دوران می کنند بدین ترتیب I_2 ، I_1 و I_m مرجع های mmf استاتور روتور و متقابل را بیان می کنند.



شکل (2-2) دیاگرام فازوری موتور القایی چند فازه

به طور مشابه ϕ_1 شار متقابل در شکاف هوایی را نشان می دهد. در حالت کلی گشتاور در جهت در یک امتداد قرار گرفتن شار شکاف هوایی و نیرو محرکه سیم بندی ها به وجود می آید. دامنه گشتاور موتور متناسب با حاصلضرب دامنه شار متقابل در شکاف هوایی و نیرو محرکه سیم بندی ها و سینوس زاویه الکتریکی بین آنهاست. با توجه به شکل (2-2) می توان نوشت :

$$T = K\phi_1 I_2 \sin \delta_2 = K\phi_1 I_1 \sin \delta_1 \quad (13-2-2)$$

از آنجا که زوایای گشتاور δ_1 , δ_2 ثابت هستند یک گشتاور موتوری مثبت دائم به وجود می آید. چون $\delta_2 = \frac{\pi}{2} - \phi_2$ می باشد، با جایگزین نمودن آن در معادله (13-2-2) معادله گشتاور به صورت زیر به دست می آید :

$$T = K\phi_1 I_2 \cos \phi_2 \quad (14-2-2)$$

3-2) هارمونیک های mmf شکاف هوایی

یک موتور القایی یا سنکرون سه فاز دو قطبی سه سیم بندی دارد که با اختلاف 120 درجه از یکدیگر قرار گرفته اند و توسط یک سیستم سه فاز با جریانهایی که از نظر زمانی 120 درجه نسبت به یکدیگر اختلاف فاز دارند تغذیه می شوند. در عملکرد عادی هر سیم بندی یک جریان سینوسی دارد که میدان مغناطیسی یا mmf را ایجاد می کند. می توان بدین گونه فرض کرد که هر فاز

mmf مخصوص به خود را در شکاف هوایی مستقل از دو فاز دیگر ایجاد می کنند ، اما از آنجا که سیم بندی فازها به طور معمول در داخل یک سری شیار در سطح یک هسته آهنی تعبیه می شوند توزیع مکانی mmf ها غیر سینوسی است.

به هر حال توزیع واقعی mmf را می توان به یک مولفه اصلی و یک سری مارمونیک های فرد از مراتب بالاتر تجزیه کرد. حال ابتدا فرض می کنیم که فقط مولفه اصلی را داریم و در نتیجه در شکاف هوایی ماشین سه موج mmf با توزیع سینوسی که هر کدام 120 درجه با یکدیگر اختلاف مکانی دارند ، وجود دارد. همان گونه که جریان فاز تغییر می کند موج mmf متناظر با آن نیز دامنه اش تغییر می کند و توزیع مکانی سینوسی آن حفظ می شود .

اگر دامنه موج mmf از سیم بندی 1 در لحظه ای از زمان را با F_1 نشان دهیم توزیع مکانی موج mmf به صورت زیر خواهد بود :

$$f_1 = F_2 \cos \theta \quad (15-3-2)$$

که θ زاویه جابجایی در سطح روتور بر حسب رادیان الکتریکی با مبداء انتخابی سیم بندی اول است . همانگونه که جریان سیم بندی به طور نسبی و با فرکانس زاویه ای ω تغییر می کند مقدار F_1 نیز متناسب با آن تغییر می کند و در نتیجه یک موج mmf ایستا تولید می شود مقدار لحظه ای F_1 به وسیله رابطه زیر داده می شود :

$$F_1 = \bar{F}_1 \sin \omega t \quad (16-3-2)$$

که جریان \bar{F}_1 مقدار ماکزیمم مقدار F_1 متناظر با جریان ماکزیمم سیم بندی و مبداء زمان لحظه ای است که جریان در سیم بندی اول صفر است.

با ترکیب معادلات (15-3-2) و (16-3-2) توزیع مکانی موج mmf در سیم بندی اول در لحظه t به دست می آید :

$$f_1 = \bar{F}_1 \cos \theta \sin \omega t \quad (17-3-2)$$

موج mmf در سیم بندی دوم چه از نظر زمانی و چه از نظر مکانی به اندازه 120 درجه با اختلاف دارد یعنی داریم :

$$f_2 = \bar{F}_1 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (18-3-2)$$

به طور مشابه برای سیم بندی سوم داریم :

$$f_3 = \bar{F}_1 \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (19-3-2)$$

mmf برآیند در شکاف هوایی از جمع سه mmf مربوط به سه فاز به دست می آید و خواهیم داشت :

$$f = f_1 + f_2 + f_3 = \bar{F}_1 \left[\cos \theta \sin \omega t + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (20-3-2)$$

با توجه به اتحاد مثلثاتی

$$\cos A \sin B = \frac{1}{2} \sin(A + B) - \frac{1}{2} \sin(A - B)$$

می توان (20-3-2) را به صورت زیر خلاصه کرد :

$$f = \frac{3}{2} \bar{F}_1 \sin(\omega t - \theta) \quad (21-3-2)$$

رابطه اخیر یک موج mmf با دامنه ثابت و توزیع سینوسی را نشان می دهد که با سرعت زاویه ای یکنواخت ω در جهت افزایش θ حرکت می کند. این حرکت را بدین گونه نیز می توان درک نمود که موج سینوسی یک فاصله ωt را در زمان t طی می کند و جابجایی به طور یکنواخت با زمان افزایش می یابد به بیان دیگر نقطه مفروض p با موج طوری حرکت می کند که موج mmf در نقطه p در همه زمان ها ثابت است. برای چنین نقطه ای $\sin(\omega t - \theta)$ ثابت بوده و در نتیجه $\omega t - \theta = K$ یک مقدار ثابت است با مشتق گیری نسبت به t داریم :

$$\frac{d(\omega t)}{dt} - \frac{d\theta}{dt} = \frac{dk}{dt}$$

$$\omega - \frac{d\theta}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

در نتیجه ثابت می شود که در صورتیکه سیم بندی سه فاز توسط سه جریان سینوسی متعادل تحریک شوند یک موج mmf اصلی را ایجاد می کنند که با سرعت سنکرون دوران می کنند که با سرعت سنکرون دوران می کند.

برای یک ماشین با p زوج قطب تغییرات الکتریکی θ ، p برابر تغییرات زاویه مکانی θ_m خواهد بود و به عبارت دیگر داریم :

$$\theta = P\theta_m$$

و در نتیجه سرعت زاویه ای سنکرون برابر است با :

$$\omega_s = \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{1}{p} \frac{d\theta}{dt} = \frac{\omega}{p} \qquad \omega_s = \frac{2\pi f}{p}$$

اگر جریان های فاز دارای شکل موج غیر سینوسی باشند موج های mmf اضافی مربوط به هارمونیک ها نیز در شکاف هوایی حضور خواهد داشت. وجود یک هارمونیک خاص را می توان نظیر آنچه برای مولفه اصلی ذکر شده مورد تجزیه و تحلیل قرار داد .

2-3-1) موج های mmf زمانی هارمونیک ها

موج های mmf هارمونیک ها به وسیله هارمونیک های موجود در جریان سیم بندی ها تولید می گردند. به عنوان مثال فرض کنید که جریان فاز هارمونیک پنجم را داشته باشد، در این صورت هر فاز یک موج mmf با توزیعی مشابه با مولفه اصلی تولید می کند ، با این تفاوت که این موج با فرکانسی 5 برابر فرکانس اصلی دوران می کند.

mmf مربوط به هارمونیک پنجم جریان سیم بندی اول را می توان به صورت زیر نشان داد :

$$f_1 = \bar{F}_{1,5} \cos \theta \sin 5\omega t$$

(22-3-2)

که $\bar{F}_{1,5}$ مقدار ماکزیمم موج mmf مربوط به هارمونیک پنجم جریان می باشد به طور مشابه داریم :

$$f_2 = \bar{F}_{1,5} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left[5(\omega t - \frac{2\pi}{3})\right] \quad (23-3-2)$$

$$f_3 = \bar{F}_{1,5} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left[5(\omega t - \frac{4\pi}{3})\right] \quad (24-3-2)$$

که mmf برآیند از جمع سه توزیع mmf نشان داده شده در بالا به دست خواهد آمد و پس از ساده کردن خواهیم داشت :

$$f = \frac{3}{2} \bar{F}_{1,5} \sin(5\omega t + \theta) \quad (25-3-2)$$

این نتیجه تاکید می کند که پنجمین هارمونیک یک موج mmf تولید می کند که سرعت دورانش از رابطه $\frac{d\theta}{dt} = -5\omega t$ به دست می آید و نشان می دهد که موج با سرعت 5 برابر سرعت سنکرون در جهت مخالف موج mmf اصلی دوران می کند.

به طور مشابه می توان نشان داد که هفتمین هارمونیک جریان یک موج mmf تولید می کند که با سرعتی 7 برابر سرعت سنکرون و هم جهت با مولفه اصلی دوران می کند.

در حالت کلی هارمونیک های جریان از مرتبه $k = (3n + 1) \quad n = 1, 2, 3, \dots$ موج های mmf دوار پیشرو و هارمونیک های جریان از مرتبه $k = (3n + 1) \quad n = 1, 2, \dots$

موج های mmf دوار پسرو تولید می کند. سرعت دوران میدان مربوط به k امین هارمونیک k برابر سرعت سنکرون مولفه اصلی خواهد بود.

2-3-2) موج های mmf مکانی هارمونیک ها

در بحث فوق ، فرض شد که هر جریان فاز یک موج mmf مکانی را برقرار و وجود هارمونیک های مکانی فرد از مراتب بالاتر را می توان نادیده گرفت. اما در حقیقت حتی هنگامی که سیم بندی

چند فاز توسط جریان های سینوسی خالص تحریک شوند، توزیع های هارمونیک مکانی ناشی از ترکیب فازها باعث می شوند تا هارمونیک های دورانی موج mmf به وجود آیند. بنا بر آنچه گفته شد، پنجمین هارمونیک مکانی mmf مربوط به مولفه اصلی جریان در سیم بندی اول به صورت زیر به دست می آید :

$$f_1 = \bar{F}_{5,1} \cos 5\theta \sin \omega t \quad (26-3-2)$$

عبارت های متناظر برای و به طور مشابه به دست می آیند واز ترکیب آنها با یکدیگر خواهیم داشت :

$$f = \frac{3}{2} \bar{F}_{5,1} \sin(\omega t + 5\theta) \quad (27-3-2)$$

این نتیجه بیان می دارد که در صورت وجود پنجمین هارمونیک مکانی mmf این موج با سرعتی برابر 1/5 سرعت سنکرون به صورت یک میدان پسر و دوران می کند. به طور مشابه برای هفتمین هارمونیک مکانی می توان مشاهده کرد که این موج با سرعتی برابر 1/7 سرعت سنکرون $f = \frac{3}{2} \bar{F}_{7,1} \sin(\omega t - 7\theta)$ به صورت یک میدان پیشرو دوران می نماید.

این هارمونیک ها، هارمونیک های مکانی شناخته شده موج های mmf تولید شده توسط سیم بندی داخل شیارها با توزیع متقارن می باشند، که توسط جریان های سینوسی متقارن تحریک می شوند. هنگامی که هارمونیک های جریان در سیم بندی ها موجود باشند هارمونیک های مکانی و زمانی ناشی از موج های mmf به همراه موج اصلی وجود خواهند داشت. وجود یک هارمونیک خاص را می توان توسط جمع کردن توزیع های سه فاز بررسی نمود. به عنوان مثال برای پنجمین هارمونیک جریان که هفتمین هارمونیک مکانی mmf را تولید می کند، داریم

$$f_1 = \bar{F}_{7,5} \cos 7\theta \sin 5\omega t \quad (28-3-2)$$

$$f_2 = \bar{F}_{7,5} \cos 7\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (29-3-2)$$

$$f_3 = \bar{F}_{7,5} \cos 7\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \sin 5\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

(30-3-2)

و با جمع سه مولفه فوق خواهیم داشت :

$$f = \frac{3}{2} \bar{F}_{7,5} \sin(5\omega t + 7\theta)$$

(31-3-2)

این معادله در واقع وجود هفتمین هارمونیک مکانی را که با سرعتی معادل $5/7$ سرعت سنکرون به صورت یک میدان پسرود دوران می کند تایید می نماید. جدول (1-2) نتایج به دست آمده را به طور خلاصه نشان می دهد در این جدول همه سرعت ها بر حسب مضاربی از سرعت سنکرون نشان داده شده اند علامت (+) نشان می دهد که موج دوار در جهت مولفه اصلی دوران می کند و علامت (-) دورانی در خلاف جهت دوران مولفه اصلی را نشان می دهد. اولین سطر جدول چگونگی هارمونیک های زمانی موج mmf را که پیش از این مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفتند نمایش می دهند. این امواج مولفه اصلی زمانی و مکانی موج های mmf ناشی از هارمونیک ها در جریان فاز هستند. اولین ستون هارمونیک های مکانی موج های mmf مولفه اصلی جریان فاز را نشان می دهد. بقیه جدوی تا پانزدهمین هارمونیک مکانی و تا سیزدهمین هارمونیک زمانی را نشان می دهد. تجزیه و تحلیل مشابهی را می توان برای سیم بندی موتورهای دو فاز انجام داد.

(3-3-2) دامنه هارمونیک های mmf

برای موج جریان استاتور دامنه هارمونیک mmf وابسته به مولفه اصلی توسط آرایش سیم بندی تعیین می گردد. برای یک سیم بندی سه فاز دامنه h امین هارمونیک مکانی mmf دوار مربوط به k امین هارمونیک زمانی جریان به صورت زیر است : (بر حسب آمپر دور در هر قطب)

$$f_{h,k} = 1.35 K_{oh} \times \frac{1}{h} \times \frac{N_{ph}}{P} I_k$$

(۲-۳-۲)

مرتبه هارمونیک زمانی، k مرتبه هارمونیک مکانی، h

مکانی، h	1	3	5	7	9	11	13
1	+1		-5	+7		-11	+13
3		± 1			± 3		
5	-1/5		+1	-7/5		+11/5	-13/5
7	+1/7		-5/7	+1		-11/7	+13/7
9		$\pm 1/3$			± 1		
11	-1/11		+5/11	-7/11		+1	-13/11
13	+1/13		-5/13	+7/13		-11/13	+1
15		$\pm 1/5$			$\pm 3/5$		

جدول (۲-۲) مولفه های mmf یک موتور سه فاز

که در معادله فوق داریم :

ضریب توزیع هارمونیک مکانی h ام $K_{oh} =$

تعداد دور سری در هر فاز $N_{ph} =$

تعداد جفت قطب $p =$

مقدار rms k امین هارمونیک جریان فاز $I_k =$

برای مولفه اصلی موج mmf دوار $h = k = 1$ می باشد و در نتیجه دامنه موج اصلی برابر است

با :

$$f_{1,1} = 1.35 \frac{N_{ph}}{P} K_{\omega} I_1$$

(33-3-2)

که در معادله بالا داریم :

K_{ω} = ضریب توزیع برای موج اصلی

I_1 = مقدار rms مولفه اصلی جریان فاز

معمولا دامنه هارمونیک ها را بر حسب دامنه موج اصلی بیان می کنند . به عبارت دیگر خواهیم داشت :

$$f_{h,k} = \left(\frac{K_{oh}}{K_{\omega}} \cdot \frac{1}{h} \cdot \frac{I_k}{I_1} \right) F_{1,1}$$

(34-3-2)

اغلب در یک موتور سه فاز که طراحی نسبتا خوبی دارد ، K_{oh} خیلی کمتر از K_{ω} است و در نتیجه هارمونیک های مکانی امواج mmf دامنه ناچیزی دارند . این مسئله در مورد موتور های دو فاز نیز صادق است . به همین جهت در ادامه فصل توجه خوانندگان را به هارمونیک های زمانی امواج mmf که دارای توزیع مکانی اصلی هستند جلب خواهیم کرد . توضیحات بیشتر در مورد ضرایب سیم بندی در ماشین های چند فازه در ضمیمه (1) ارائه شده است .

4-3-2) هارمونیک های مولفه های مثبت ، منفی و صفر

همان گونه که در ریف اول جدول (1-2) نشان داده شده است امواج هارمونیک زمانی mmf ناشی از جریان های هارمونیک نوع $k = (6n + 1)$ (که n عددی طبیعی ست) در جهت میدان اصلی دوران می کنند در حالیکه جریان های هارمونیک نوع $k = (6n - 1)$ امواجی با جهت چرخش مخالف جریان اصلی ایجاد می کند. عموما جهت چرخش میدان هارمونیک توسط مولفه فازی جریان های هارمونیک تعیین می شود . هارمونیک های نوع $(6n + 1)$ مولفه فازی مشابه موج اصلی دارند و در نتیجه امواج mmf تولیدیشان در جهت میدان اصلی ست از این رو هارمونیک های نوع $(6n+1)$ هارمونیک های مولفه مثبت نامیده می شوند بر عکس هارمونیک

های جریان نوع $(6n - 1)$ هارمونیک های مولفه منفی نامیده می شوند چرا که این هارمونیکها مولفه فازی ای مخالف با مولفه فازی موج اصلی دارند و امواج mmf معکوس ایجاد می کنند.

جریان های هارمونیک نوع $(6n - 3)$ توانایی تولید mmf را در فاصله هوایی ندارند، زیرا فاز زمانی شان منطبق بر هر سه سیم بندی است (جدول (1-2) را ببینید). اینها هارمونیک مولفه صفر جریان هستند و چون همواره هارمونیک های این نوع، مضربی از سه می باشند هارمونیک های سه گانه نامیده می شوند.

در جدول (1-2) فرض شده است که فقط هارمونیک های زمانی فرد در فاصله هوایی وجود دارند اما چنانچه هم هارمونیک های فرد و هم زوج وجود داشته باشند، مولفه های صفر، منفی و مثبت به ترتیب از نوع $k = 3n$ و $k = 3n + 1$ و $k = 3n - 1$ خواهند بود که n عددی طبیعی است.

4-2) رفتار هارمونیکی موتورها ac

هنگامیکه موتور ac با یک منبع غیر سینوسی تغذیه شود، ولتاژ یا جریان استاتور را می توانیم ترکیبی از یک مولفه اصلی و یک سری هارمونیک دانست.

اگر اشباع مغناطیسی قابل صرفنظر کردن باشد موتور را می توان یک دستگاه خطی در نظر گرفت و اصل جمع آثار را اعمال کرد. به عبارت دیگر عملکرد موتور به طور مستقل برای مولفه اصلی و هر کدام از هارمونیک ها بررسی می شود. پاسخ کلی به تغذیه غیر سینوسی از جمع پاسخ ها به هر کدام از هارمونیک ها به دست می آید. لذا اگر ولتاژ موتور غیر سینوسی باشد جریان و گشتاور کلی موتور از مجموع جریانها و گشتاورهای مربوط به هارمونیک های شکل موج تغذیه محاسبه می گردد.

4-1-2) مدار معادل هارمونیک

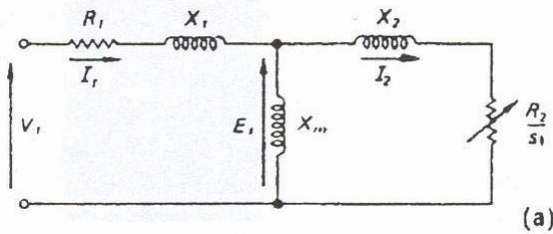
مدار معادل موتور القایی که در شکل (1-2) نشان داده شده بود بار دیگر در شکل (2-2) a (3) تکرار شده است X_1 و X_2 به ترتیب راکتانس های پراکندگی روتور و استاتور در فرکانس منبع X_m راکتانس مغناطیس کنندگی R_1 مقاومت استاتور در هر فاز و R_2 مقاومت معادل روتور در هر فاز می باشد. برای اینکه لغزش روتور که متناظر با فرکانس اصلی میدان دوار است از

لغزش مربوط به هارمونیک‌ها متمایز شود، آن را با S_1 نشان داده ایم و به صورت زیر تعریف کرده ایم و به صورت زیر تعریف می‌گردد:

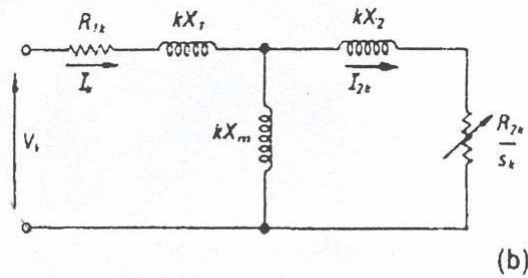
$$S_1 = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

(35-4-2)

که n_1 سرعت سنکرون در مولفه اصلی میدان دوار و n سرعت واقعی روتور است. k امین هارمونیک موجود در جریان فاز یک موج mmf دارای هارمونیک زمانی تولید می‌کند، که با سرعت $k \times n_1$ به صورت پیشرو یا پسرو دوران می‌کند لغزش روتور در میدان هارمونیک دوار پیشرو به صورت زیر خواهد بود:



شکل (۲-۳a) مدار معادل فرکانس اصلی تغذیه



شکل (۲-۳b) مدار معادل k امین هارمونیک تغذیه

$$S_K = \frac{kn_1 - n}{kn_1}$$

(36-4-2)

و برای میدان دوار پسر و داریم :

$$S_K = \frac{kn_1 + n}{kn_1} \quad (37-4-2)$$

پس در حالت کلی خواهیم داشت :

$$S_K = \frac{kn_1 \mu n}{kn_1} \quad (38-4-2)$$

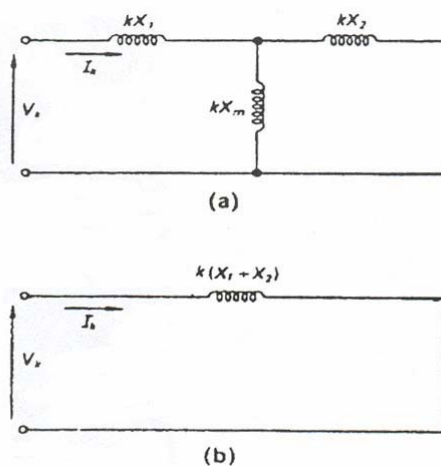
که علامت منفی برای هارمونیک های مولفه مثبت و علامت مثبت برای هارمونیک های مولفه منفی است . لغزش هارمونیک k ام S_K بر حسب لغزش مولفه اصلی یعنی s_1 به صورت زیر خواهد بود :

$$S_k = \frac{(k \mu 1) \pm s_1}{K} \quad (39-4-2)$$

که علامت منفی داخل پرانتز برای مولفه مثبت و علامت برای مولفه منفی است . مدار معادل برای هارمونیک k ام ولتاژ و جریان مطابق شکل (2b-3) خواهد بود لغزش هارمونیک S_K بر حسب لغزش اصلی محاسبه شده و همه راکتانس های القایی با ضریب k افزایش می یابند. همچنین مقاومت های استاتور و روتور به دلیل اثر فرکانس های هارمونیک افزایش می یابند . به سختی می توان گفت که اندوکتانس نشی روتور نیز به دلیل اثر پوستی تغییر می کند و صرفا این اختلاف در محاسبات دقیق در نظر گرفته می شود.

در عملکرد عادی موتور مقدار S_K مطابق با رابطه (2-4-39) تغییر کوچکی می کند . اگر سرعت موتور از سرعت سنکرون تا حالت توقف تغییر یابد تغییر متناظر لغزش اصلی S_1 از صفر تا یک است. اما پنجمین لغزش هارمونیک از $1/2$ به 1 تغییر می یابد . تغییر متناظر در S_7 از $0/857$ به 1 است و برای هارمونیک های بالاتر S_K حتی نزدیک تر به 1 است. مدار معادل شکل (2b-3) را می توان با حذف مقامت های R_{1k} و R_{2k} به صورت شکل (2a-4) ساده نمود ، علت این امر در این است که با افزایش فرکانس مقادیر راکتانس های القایی زیاد می گردد ، در حالیکه افزایش مقدار مقاومت ها به دلیل اثر پوستی بسیار کمتر است . از آنجا که S_K تقریبا برابر واحد است مقاومت مدار در مقایسه با راکتانس های kX_1 و kX_2 در فرکانس های بالا

ناچیز است. شکل (2-4b) بار دیگر خلاصه شده است. زیرا راکتانس مغناطیس کنندگی kX_m خیلی بزرگتر از مقاومت پراکندگی روتور است. پس به طور خلاصه امیدانس روتور در هارمونیک های بالای جریان تقریباً برابر $k(X_1 + X_2)$ است که X_1 و X_2 راکتانس های استاتور و روتور در فرکانس های منبع هستند.



شکل (2-4) مدار معادل تقریبی برای محاسبه جریان هارمونیک

مولفه صفر هارمونیک های جریان استاتور از نظر زمانی اختلاف دارند و به طور همزمان یک موج mmf دوار در فضای مکانی موج اصلی ایجاد نمی کنند. به هر حال هارمونیک های مولفه صفر ممکن است باعث ایجاد امواج mmf هارمونیک مکانی به صورت پالس در فاصله هوایی شوند و هر موج پالس می تواند منجر به یک موج پیشرو یا پسرو مطابق جدول (5-1) گردد. این امواج ناشیاز هارمونیک های جریان شار نابرابری را در روتور متحرک القا کرده و در نتیجه حضور جریان مولفه صفر استاتور می تواند اثراتی روی گشتاور موتور داشته باشد. راکتانس ناشی از شار k امین هارمونیک مولفه صفر جریان برابر است با kX_0 ، که X_0 راکتانس مولفه صفر استاتور در فرکانس اصلی است. اگر X_0 کوچک باشد و ولتاژ به کار رفته مولفه صفر بزرگی داشته باشد، جریان ناشی از مولفه صفر ممکن است سبب تلفات مسی قابل ملاحظه ای در استاتور گردد، که به طور جدی راندمان موتور را کاهش می دهد. به هر حال جریان های مولفه صفر فقط در موتورهای

با اتصال y (ستاره) که نقطه نوترالش بین منبع و بار متصل باشد جاری می گردند و به عبارت دیگر هیچ مسیر دیگری برای بازگشت جریان های مولفه صفر وجود ندارد. در عمل بیشتر مدارهای اینورتر ولتاژهای مولفه صفر را تولید نمی کنند اما اگر این عامل به وجود آمد پیشنهاد می شود که یک امپدانس صفر بینهایت با حذف اتصال ایجاد گردد. مدار معادله اصلی شکل (2-2) 3a فقط برای موتورهای القایی چند فازه به کار میرود اما مدارهای معادل هارمونیک شکل (2-4) علاوه بر ماشین فوق در موتور سنکرون با تحریک میدان مغناطیسی دائم یا نوع رلوکتانسی سنکرون نیز به کار میرود زیرا این ماشین ها نیز سیم بندی قفسه ای یا مقاومت میرا کننده دارند و نسبت به امواج mmf هارمونیک زمانی به طور سنکرون عمل می کنند، در حالی که برای یک موتور سنکرون با قطب صاف راکتانس موثر در شکل (2-4b) متوسط راکتانس های تند گذر d و q می باشند.

برای آنالیز عملکرد موتور در منابعی با فرکانس پایین مدارهای معادل هارمونیک شکل (2-4) ممکن است به کار نیاید زیرا مقاومت سیم بندی در فرکانس های پایین می تواند عامل تعیین کننده ای باشد به هر حال این تقریب هنگامی که فرکانس بیش از 10hz باشد معمولاً قابل قبول می باشد.

2-4-2) جریانهای هارمونیک

چنانکه بیان شد مقدار S_K تقریباً در حدود واحد است و مقدار آن از حالت سکون تا سرعت سنکرون عملاً تغییر نمی کند به عبارت دیگر در عمل مدار معادل هارمونیک شکل (2-3b) مستقل از سرعت موتور بوده و این موضوع در مدار تقریبی به دست آمده از آن نیز تایید شده است. هنگامیکه یک موتور ac توسط یک اینورتر با شکل موج خروجی مشخص در فرکانس خاص تغذیه شود، جریان های هارمونیک برای همه حالت های کار موتور از بی باری تا بار کامل و حتی توقف ثابت باقی می ماند. جریان اصلی استاتور بستگی به بار موتور دارد و می توان مشاهده کرد که مقادیر هارمونیک جریان ماشین در هنگام بار سبک به طور قابل ملاحظه ای بزرگ تر از شرایط بی باری است. این هارمونیک ها ممکن است سبب افزایش قابل ملاحظه ای در تلفات بی باری ماشین نسبت به کار موتور در موج سینوسی نرمال شود. به هر حال در بخش بعدی نشان خواهیم داد که راندمان بار کامل کاهش زیادی ندارد.

مدار معادل تقریبی شکل (2-4b) شبیه به مدار معادل موتور القایی روتور قفل شده، در مقابل جریان راه اندازی سینوسی است که توسط راکتانس نشتی $(X_1 + X_2)$ محدود می شود. به همین

جهت رفتار حالت توقف یا راه اندازی موتور القایی در برابر یک موج سینوسی می تواند معیاری برای محاسبات هارمونیک باشد. به عنوان مثال اگر موتور جریان راه اندازی زیادی بکشد چریان های هارمونیک بزرگی را نیز در برابر منابع ولتاژ غیر سینوسی خواهد کشید. راکتانس نشتی یک موتور سنکرون شار جریان هارمونیک را نیز تعیین می کند. اگر موتور راکتانس نشتی خیلی کمی داشته باشد باید در استفاده از ولتاژ های غیر سینوسی احتیاط کرد زیرا امکان دارد جریان های هارمونیک بیش از اندازه بیش از اندازه جاری شده و موتور را بیش از حد اندازه گرم کنند .

اگر V_k ، k امین مولفه هارمونیک منبع تغذیه باشد جریان هارمونیک متناظر برابر است با :

$$I_k = \frac{V_k}{Z_k}$$

که Z_k امپدانس ورودی هارمونیک k ام است . برای هارمونیک های مولفه مثبت و منفی مدار معادل تقریبی شکل (2-4b) به کار می رود $Z_k = k(X_1 + X_2)$ بنا بر این خواهیم داشت :

$$I_k = \frac{V_k}{k(X_1 + X_2)}$$

(2-4-40)

برای هارمونیک مولفه صفر داریم $Z_k = kX_0$ و در نتیجه خواهیم داشت :

$$I_k = \frac{V_k}{kX_0}$$

(2-4-41)

این فرمول اجازه ارزیابی سریعی از جریان های هارمونیک ناشی از یک موج ولتاژ غیر سینوسی که دامنه هارمونیک مشخصی دارد را میدهد . چون اغلب هارمونیک های مولفه صفر و زوج وجود ندارند می توان جریان کلی rms ناشی از هارمونیک را به صورت زیر محاسبه نمود :

$$I_{har} = \left[I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \Lambda + I_k^2 + \Lambda \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\sum_{k=1} I_k \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-4-42)$$

اگر I_1 جریان rms اصلی موتور باشد جریان کلی rms استاتور شامل جریان اصلی نیز بوده و برابر است با :

$$I_{rms} = \left[I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + \Lambda + I_k^2 + \Lambda \right]^{\frac{1}{2}} = \left[I_1^2 + I_{har}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (43-4-2)$$

برای یک موج ولتاژ مشخص مقدار هارمونیک نسبی جریان استاتور تقریباً بستگی به راکتانس نشتی موتور دارد. بهتر است که جریان موتور و راکتانس نشتی را بر حسب مقادیر نرمال یا فرم پریونیت به دست آورد. به عبارت دیگر مقادیر واقعی جریان و راکتانس را بر حسب کسری از مقادیر پایه بیان کرد. اگر جریان پایه نسبت به جریان موج سینوسی بار کامل I_{fl} ، V_R ولتاژ فاز موج سینوسی باشد راکتانس پایه برابر $\frac{V_R}{I_{fl}}$ خواهد بود. بنابراین راکتانس نشتی پریونیت موتور در فرکانس اصلی یعنی f_R برابر است با:

$$X_{pu} = \frac{X_1 + X_2}{X_{base}} = (X_1 + X_2) \frac{I_{fl}}{V_R} \quad (44-4-2)$$

همچنین داریم:

$$X_{pu} = \frac{I_R}{I_s} \sin \phi_s \quad (45-4-2)$$

که I_s جریان اصلی موتور در حالت توقف کامل برای راه اندازی مستقیم در ولتاژ و جریان نامی و ϕ_s متناظر با زاویه ضریب قدرت است. با ترکیب معادلات (40-4-2) و (44-4-2) می توان جریان k امین هارمونیک را در فرم پریونیت به صورت کسری از جریان بار کامل به دست آورد. بنابر این:

$$I_k = \frac{V_k}{KX_{pu}} \quad (46-4-2)$$

که V_k ولتاژ هارمونیک k ام بر حسب ولتاژ موج سینوسی نامی موتور است. در هنگام کار در فرکانس نامی X_{pu} راکتانس نشتی پریونیتی نرمال موتور است. اما این راکتانس با تغییر فرکانس تغییر می کند و بهتر است که X_{pu} را به عنوان راکتانس پریونیت در فرکانس پایه یا نامی در نظر بگیریم.

در اینصورت برای نشان دادن تاثیر فرکانس در مقدار X_{pu} فاکتور f_1 را به عنوان ضریب در نظر می گیریم که فرکانس اصلی پریونیت است و در فرکانس نامی موتور واحد است. با در نظر گرفتن این ضریب جریان هارمونیک k ام در فرکانس اصلی پریونیت برابر خواهد بود با :

$$I_k = \frac{V_k}{K f_1 X_{pu}} \quad (47-4-2)$$

برای یک موج پله ای (مثلا 6 پله) افزایش مولفه ولتاژ هارمونیک با شماره هارمونیک نسبت عکس دارد یعنی :

$$V_k = \frac{V_1}{K} \quad (48-4-2)$$

و در نتیجه با استفاده از این معادله در معادله (47-4-2) خواهیم داشت :

$$I_k = \frac{V_1}{K^2 f_1 X_{pu}} \quad (49-4-2)$$

شار اصلی در فاصله هوایی مستقیما با emf القایی استاتور (E_1) متناسب است و با فرکانس نسبت عکس دارد. به عنوان یک تقریب خوب که در فرکانس پایین انتظار داریم شار فاصله هوایی به نسبت ($\frac{V_1}{f_1}$) است. یعنی اگر مقدار پایه شار فاصله هوایی متنظر با ولتاژ نامی V_R در فرکانس نامی باشد (f_R) آنگاه شار فاصله هوایی پریونیت خواهد شد :

$$\phi_1 = \frac{V_1}{f_1} \quad (54-4-2)$$

که البته V_1 و f_1 بر حسب پریونیت هستند.

با جایگذاری معادله (50-4-2) در (49-4-2) خواهیم داشت :

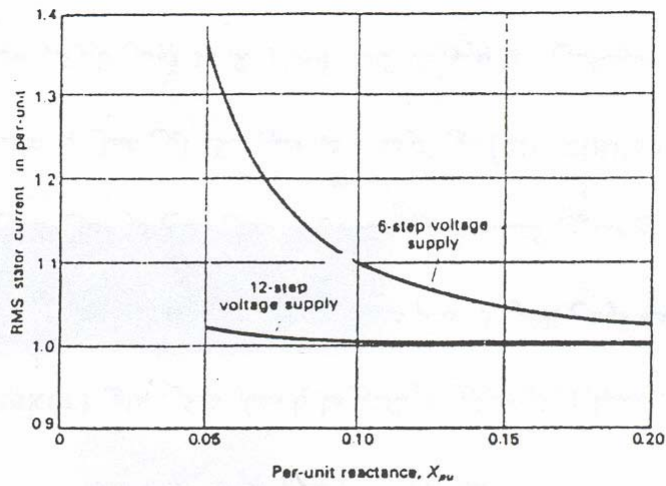
$$I_k = \frac{\phi_1}{k^2 X_{pu}} \quad (51-4-2)$$

برای مقدار ثابت نرمال $\frac{1\text{Volt}}{1\text{Hertz}}$ در هنگام کار در فرکانس پایه ، ϕ_1 برابر واحد است و در نتیجه خواهیم داشت :

$$I_K = \frac{1}{k^2 X_{pu}} \quad (52-4-2)$$

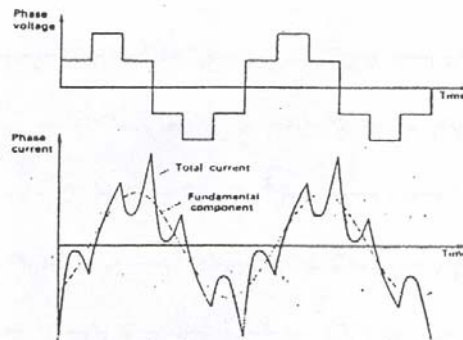
با استفاده از معادلات (42-4-2) و (52-4-2) جریان هارمونیک پریونیت rms کلی یک منبع تغذیه ولتاژ شش پله در حدود $\frac{0.046}{X_{pu}}$ خواهد شد. محاسبات مشابهی روی یک منبع پله مقدار $\frac{0.0105}{X_{pu}}$ را برای جریان هارمونیک پریونیت خواهد داد. بنابراین همچنانکه از معادله (52-4-2) نیز می توان فهمید جریان rms هارمونیک با راکتانس پریونیت نسبت عکس دارد .

جریان rms کلی استاتور در بار کامل برای موج ولتاژ شش پله بر حسب پریونیت برابر $\left[1 + \left(\frac{0.046}{X_{pu}}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}$ می باشد و برای یک منبع 12 پله برابر $\left[1 + \left(\frac{0.0105}{X_{pu}}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}$ می باشد . افزایش جریان rms برای یک منبع 12 پله تقریباً قابل صرف نظر کردن می باشد ، اما موج ولتاژ شش پله افزایش قابل ملاحظه ای را ایجاد می کند به ویژه هنگامی که راکتانس پریونیت کوچک است. این افزایش بزرگ در جریان ، در موتورهای رلوکتانسی سنکرون روی می دهد که ممکن است راکتانس پریونیت آنها کمتر از 0/05 باشد ، که در نتیجه 35٪ افزایش در جریان rms بار کامل خواهیم داشت. در یک موتور القایی چند فاز معمولاً راکتانس پریونیت رنجی در حدود 0/1 تا 0/2 دارد و جریان rms کلی در بار کامل در یک منبع شش پله 2 تا 10 درصد بیشتر از جریان اصلی خواهد بود. در شکل (5-2) جریان استاتور به صورت تابعی از راکتانس پریونیت رسم شده است.



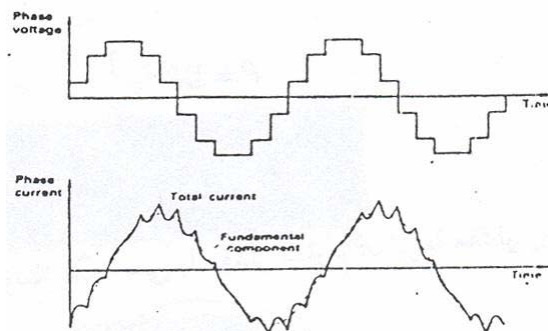
شکل (۲-۵) جریان rms استاتور بر حسب راکتانس

می کند نشان می دهد . این موج برای یک راکتانس پریونیت $0/1$ محاسبه شده است ، البته با این فرض که جریان اصلی به اندازه 60 درجه از ولتاژ اصلی عقب تر است . این زاویه فاز اصلی توسط بار تعیین شده است و در مثال حاضر ، متناظر با توان اصلی $0/5$ است .

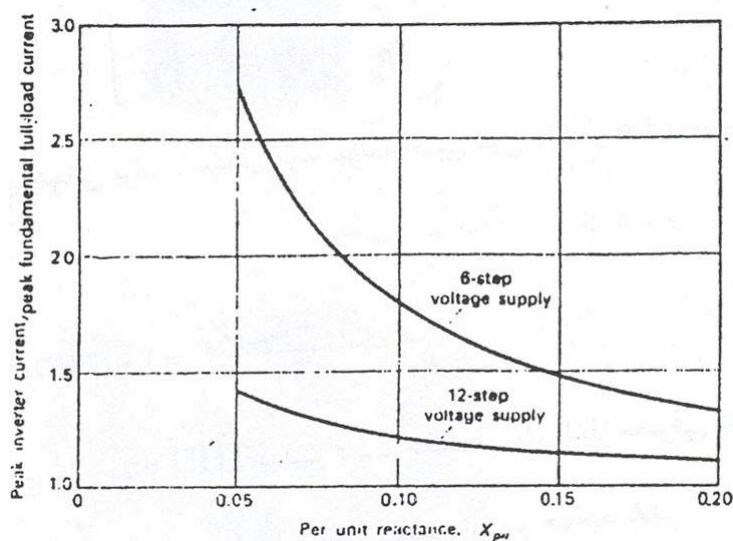


شکل (۲-۶) شکل موج های جریان و ولتاژ استاتور برای یک موتور ac با تغذیه شش پله

شکل موج جریان متناظر با منبع ولتاژ 12 پله در شکل (7-2) نشان داده شده است. اعوجاج هارمونیک نه تنها باعث افزایش مقدار rms جریان استاتور می شود بلکه جریان پیک بزرگی نیز تولید می کند که موجب افزایش جریان ترانزیستورهای اینورتر و یا ترستورها می شود.



شکل (7-2) شکل موج های جریان و ولتاژ استاتور برای یک موتور ac با تغذیه 12 پله در شکل (8-2) نسبت جریان پیک اینورتر به جریان پیک اصلی بار کامل به صورت تابعی از راکتانس پرینیت رسم شده است. این مشخصه از نظر تئوریک به دست آمده و ضریب قدرت اصلی یا فاکتور جابجایی 0/5 فرض شده است. اگر فاکتور جابجایی از مقدار فرض شده در اینجا بزرگتر باشد، جریان های پیک اینورتر کمی از مقدار نشان داده شده در شکل (8-2) خواهند بود.



شکل (8-2) جریان پیک اینورتر به عنوان تابعی از راکتانس نشتی پرینیت موتور

5-2) تلفات موتور هنگام کار با منبع غیر سینوسی

تلفات اضافی که با تغذیه غیر سینوسی در موتور به وجود می آید، در این بخش مورد بحث قرار می گیرد. چنانچه در کار با موج غیر سینوسی ملاحظات خاصی در مورد طراحی لحاظ نگردد، تلفات قابل ملاحظه ای خواهیم داشت و بازده موتور نسبت به کار در حالت سینوسی کاهش می یابد.

2-5-1) تلفات مسی استاتور

وجود جریان های هارمونیک دار در سیم بندی استاتور موجب افزایش افت RI^2 می گردد. وقتی که اثر پوستی ناچیز است ، تلفات مسی استاتور با یک منبع غیر سینوسی متناسب با جریان rms کل می باشد. اگر تعداد فازهای استاتور m_1 و مقاومت استاتور در هر فاز R_1 باشد کل تلفات مسی برابر است با :

$$p_1 = m_1 I_{rms}^2 R_1 \quad (53-5-2)$$

با قرار دادن مقدار از معادله (2-4-43) در معادله بالا خواهیم داشت :

$$p_1 = m_1 (I_1^2 + I_{har}^2) R_1 \quad (54-5-2)$$

جمله دوم رابطه فوق تلفات مسی هارمونیک را بیان می کند. آزمایش نشان داده شده است که جریان های هارمونیک مقدار جریان مغناطیس کنندگی را افزایش می دهند.

2-5-2) تلفات مسی روتور

فرض ثابت بودن مقاومت در فرکانس های بالا برای سیم بندی های استاتور فرض درستی است و حتی در موتورهای بزرگ ac ، افزایش محسوسی در مقاومت استاتور با تغییر فرکانس ، به شکل ، اندازه و نحوه قرار گرفتن هادی ها در شکاف استاتور بستگی دارد. به هر حال اثر پوستی بیشتر در روتور قفسه ای در نظر گرفته می شود ، زیرا باعث افزایش قابل ملاحظه ای در مقاومت با تغییرات فرکانس (در فرکانس های بالا) می شود.

یک ماشین سنکرون که با منبعی غیر سینوسی کار می کند نیز مانند موتور آسنکرونی که حوالی سرعت سنکرون اصلی خود است توسط موج های mmf زمانی هارمونیک ها جریان هایی را در روتور القا می کند. هم در موتورهای سنکرون ، هم آسنکرون پنجمین و هفتمین هارمونیک میدان دوار mmf جریان هایی با فرکانس شش برابر فرکانس اصلی (300hz) در حالت تغذیه 50hz در موتور القا می کنند . به طور مشابه یازدهمین و سیزدهمین هارمونیک جریانی با فرکانس دوازده برابر فرکانس اصلی (600hz) در موتور القا می کنند.

در این فرکانس های بالا مقاومت روتور خیلی بزرگتر از حالت dc است. افزایش واقعی بستگی به شکل هندسی سطح مقطع هادی ها و شکاف روتور که در آن قرار می گیرد دارد. به عنوان مثال

برای یک هادی مستطیل شکل که عمق شکاف روتور آن 2cm است، نسبت مقاومت ac به dc در فرکانس 300hz برابر 1/3 و در فرکانس 600hz برابر 3/3 و در فرکانس های بالاتر برابر 4/7 است. این نسبت با جذر فرکانس افزایش می یابد.

از آنجا که مقاومت روتور تابعی از فرکانس هارمونیک است تلفات مسی روتور مستقلا برای هر هارمونیک محاسبه می گردد. در حالت کلی برای k امین هارمونیک تلفات مسی روتور برابر است با:

$$P_{2K} = m_1 (I_{2K})^2 R_{2K} \quad (55-5-2)$$

که I_{2K} ، k امین هارمونیک جریان روتور و R_{2K} مقاومت متناظر روتور که به دلیل اثر پوستی تصحیح شده است. کل تلفات مسی از جمع مقادیر مربوط به هارمونیک ها به دست می آید. در تعدادی از موتورهای القایی تلفات مسی اضافی روتور ناشی از هارمونیک جریان می باشد، کاهش بازده را در صورت استفاده از منابع غیر سینوسی به همراه خواهد داشت، بدین صورت که در فرکانس های بالا به علت اثر پوستس مقدار مقاومت روتور R_{2K} افزایش یافته و تلفات متناظر با آن P_{2K} نیز زیاد می گردد. کل اندوکتانس پراکندگی موتور در فرکانس بالا به طور نوعی 80 تا 90 درصد مقدار نامی آن در فرکانس نامی موتور است. کل تلفات مربوط به تک تک هارمونیک ها از جمع تلفات مربوط به تک تک هارمونیک ها به دست می آید.

2-5-3) تلفات هارمونیکی هسته

به علت وجود هارمونیک ها در جریان و ولتاژ تلفات هسته نیز افزایش می یابد. همان گونه که پیش از این ذکر شد هر هارمونیک زمانی موج mmf توسط هارمونیک جریان استاتور ایجاد می شود. این هارمونیک های زمانی، تعداد قطبی نظیر میدان اصلی دارند، اما به صورت پیشرو یا پسرو وبا برابر ضریبی از سرعت اصلی دوران می کنند. به هر حال هارمونیک های زمانی شارهای شکاف هوایی کوچکنند.

اما همین هارمونیک های زمانی کوچک موجب می گردند تا افزایش ناچیزی در تلفات هسته موتور روی دهد و این مسئله نشان می دهد که هارمونیک mmf روتور و استاتور تقریباً یکدیگر را خنثی می کنند.

نکته قابل ذکر اینکه تلفات ناشی از هارمونیک های مکانی نیز در هسته ناچیز و قابل صرف نظر کردن می باشند.
2-5-4) راندمان موتور

افزایش تلفات هارمونیک آشکارا به مقدار هارمونیک جریان و ولتاژ موتور بستگی دارد. ولتاژ های هارمونیک بزرگ در فرکانس های هارمونیک کم موجب افزایش قابل ملاحظه تلفات ماشین و کاهش راندمان می شوند. مطابق شکل (2-5) برای راکتانس $0/15pu$ ، جریان rms استاتور حدود 4/5% افزایش خواهد داشت.

(منبع شش پله) در این شرایط اگر از اثر پوستی صرف نظر شود تلفات مسی روتور متناسب با مربع جریان rms کلی است و تلفات مسی هارمونیک حدود 9% تلفات مسی اصلی است که با در نظر گرفتن اثر پوستی در بعضی شرایط تا 27% تلفات مسی کل ماشین افزایش می یابد. اگر تلفات مسی اصلی 50% تلفات کل ماشین را شامل شود افزایش تلفات ناشی از هارمونیک ها در حدود 13/5% تلفات کل ماشین خواهد بود.

افزایش تلفات در هسته کمتر قابل پیش بینی است زیرا این تلفات تحت تاثیر ساختمان و مواد مغناطیسی ماشین است. اگر مقادیر هارمونیک نسبتا کم باشد تلفات ناشی از هارمونیک ها در هسته نباید بیش از 25% تلفات واقعی هسته باشد با فرض اینکه تلفات هسته 40% تلفات کل است، تلفات هارمونیک ها در هسته کمتر از 10% تلفات کل خواهد شد. تلفات سیم بندی و اصطکاک آشکارا تحت تاثیر قرار نمی گیرد و در نتیجه کل تلفات ماشین حدود 23/5% افزایش خواهد داشت. به عنوان مثال اگر راندمان موتور در بار کامل در حالت عادی 90% (هنگام کار با منابع غیر سینوسی) و افزایش ناشی از هارمونیک ها از 10 تا 12/1 درصد باشد راندمان موتور حدود 2 درصد افت می کند.

اگر مقادیر هارمونیک موج ولتاژ به کار برده شده بزرگتر از موج شش پله باشد تلفات هارمونیک موتور به طور قابل ملاحظه ای افزایش خواهد یافت و ممکن است بزرگتر از تلفات واقعی موتور شود. حتی هنگام کار با منبع ولتاژ شش پله در یک موتور رلوکتانسی سنکرون با راکتانس ناشی پایین امکان دارد جریان هارمونیک چنان بزرگ باشد که سبب شود راندمان تا حدود 5% یا بیشتر افت کند. در موتورهای القایی و یا سنکرون چون جریان های هارمونیک و تلفات مستقل از بار می باشند، امکان دارد تلفات بی باری یک موتور که توسط یک اینورتر تغذیه می شود به طور محسوسی بزرگتر از ماشینی می باشد که تحریک سینوسی دارد، اما به هر حال همانگونه که ذکر شد تلفات بار کاملا و به طور جدی تحت تاثیر قرار نمی گیرد.

6-2 گشتاورهای هارمونیک

حضور امواج mmf زمانی در فاصله هوایی موجب ایجاد گشتاورهای هارمونیک اضافی در روتور می گردد. این گشتاورهای اضافی دو نوع اند :

الف) گشتاورهای هارمونیک ساکن

ب) گشتاورهای هارمونیک ضربانی

1-6-2) گشتاورهای هارمونیک ساکن

گشتاورهای هارمونیک ساکن یا ثابت به وسیله عکس العمل شارهای هارمونیک فاصله هوایی نسبت به mmf هارمونیک های جریان یا دیگر موارد مشابه تولید می شوند. به هر حال این گشتاورهای هارمونیک ساکن که کسر کوچکی از گشتاور نامی هستند تاثیر چندانی در عملکرد موتور ندارند. این مسئله را می توان با محاسبه گشتاور حاصل از مدار معادل هارمونیک ، همان گونه که گشتاور اصلی از مدار معادل اصلی منتج می شود ثابت کرد.

بنا بر این گشتاور اصلی که توسط رابطه (7-2-2) داده شده بود را بار دیگر به کار می گیریم ، داشتیم :

$$T_1 = \frac{Pm_1}{2\pi f_1} (I_2)^2 \frac{R_2}{S_1} \quad (7-2-2)$$

به طور مشابه k امین هارمونیک را می توان از مدار معادل شکل (3b-2) به دست آورد :

$$T_k = \pm \frac{Pm_1}{2\pi K f_1} (I_{2k})^2 \frac{R_{2K}}{S_K} \quad (56-6-2)$$

که گشتاور پیشرو ناشی از هارمونیک های مولفه مثبت ، مثبت و گشتاور پسرو ناشی از مولفه منفی هارمونیک ها ، منفی است. لغزش واقعی ، S_1 ، برای عملکرد عادی موتور القایی در بار کامل کوچک است و با استفاده از معادله (39-4-2) لغزش به صورت زیر خواهد شد:

$$S_K = \frac{K \pm 1}{K} \quad (57-6-2)$$

با جایگذاری این معادله در معادله (56-6-2) خواهیم داشت :

$$T_K = \pm \frac{Pm_1}{2\pi f_1} (I_{2K})^2 \frac{R_{2K}}{K \pm 1}$$

(58-6-2)

بنابر این همانگونه که شرح داده شد گشتاور هارمونیک k ام به عنوان کسری از گشتاور اصلی به صورت زیر خواهد شد :

$$T_K = \pm \left[\frac{I_{2K}}{I_2} \right]^2 \left[\frac{R_{2K}}{R_2} \right] \left[\frac{S_1}{k \pm 1} \right] T_1$$

(59-6-2)

اگر موتور در بار نامی کار کند I_2 در حدود بار نامی خواهد بود و در نتیجه $\frac{I_{2K}}{I_2}$ تقریباً با جریان هارمونیک k ام، یعنی I_K برابر خواهد بود که توسط (2-4-47) به دست می آید. با جایگذاری این عبارت در معادله فوق معادله عمومی گشتاور به صورت زیر به دست می آید :

$$T_K = \pm \left[\frac{V_K}{kfX_{pu1}} \right]^2 \left[\frac{R_{2K}}{R_2} \right] \left[\frac{S_1}{k \mu 1} \right] T_1$$

(60-6-2)

برای موج ولتاژ شش پله مقدار پریونیت I_K توسط معادله (2-4-51) داده شده و با جایگذاری I_K در معادله (2-6-59) معادله گشتاور متناظر را می دهد :

$$T_K = \pm \left[\frac{\phi_1}{kf_1 X_{pu}} \right]^2 \left[\frac{R_{2K}}{R_2} \right] \left[\frac{S_1}{k \mu 1} \right] T_0$$

(61-6-2)

که ϕ_1 عبارتست از شار پریونیت در فاصله هوایی که توسط معادله (2-4-50) به دست می آید. اکنون پنجمین گشتاور هارمونیک را در یک موتور القایی به هنگام کار با یک منبع ولتاژ شش پله در نظر بگیرید. اگر فرکانس ولتاژ نامی اصلی به کار رود، ϕ_1 برابر واحد خواهد بود. چنانچه افزایش مقاومت روتور را نیز که ناشی از اثر پوستی می باشد در نظر بگیریم خواهیم داشت :

$$\frac{R_{2K}}{R_2} = 3$$

اگر لغزش اصلی در بار کامل 0/03 باشد با جایگذاری در معادله (2-6-61) داریم :

$$T_5 = \frac{0.024 \times 10^{-4}}{X_{pu}^2} T_1$$

بنا بر این اگر راکتانس نشتی 0/1pu باشد خواهیم داشت :

$$T_5 = -0.0024T_1$$

وبه عبارت دیگر T_5 برابر 0/24 گشتاور اصلی خواهد بود ، اگر راکتانس نشتی 0/2pu باشد، T_5 فقط 0/06% مقدار T_1 را خواهد داشت ، این گشتاور کوچک ناشی از پنجمین هارمونیک مولفه منفی مخالف با گشتاور پیشرو کوچکتر هفتمین هارمونیک مولفه مثبت می باشد. بنابراین ترکیب تاثیر پنجمین و هفتمین هارمونیک ، تولید گشتاوری خیلی کوچک و منفی در مخالفت با گشتاور اصلی می کند . این مسئله در مورد یازدهمین و سیزدهمین هارمونیک نیز صادق است و تاثیر کلی هارمونیک های منبع کاهشی قابل صرف نظر کردن در حدود 1% گشتاور ساکن اصلی ایجاد می کنند.

2-6-2) گشتاورهای هارمونیک ضربانی

گشتاور های ضربانی نتیجه عکس العمل بین هارمونیک های mmf روتور با فلوی دوار هارمونیک می باشند . هانگونه که قبلا نشان داده شد دامنه هارمونیک فلوی موجود در فاصله هوایی کوچک است ، اما دامنه گشتاور متحرک در نتیجه عملکرد متقابل بین جریان های هارمونیک روتور با mmf های آن و فلوی دوار اصلی افزایش می یابد.

گشتاور متحرک مقدار متوسطی برابر صفر دارد ، اما حضورش موجب تغییر سرعت زاویه ای در طی یک دور می شود. در سرعت های پایین یک موج پله ای موجب نوعی حرکت دندانه ای بی قاعده می شود که محدوده سرعت قابل استفاده موتور را کاهش می دهد . نقطه ای که در واقع در آن حالتی شبیه به تشدید ایجاد می شود و دچار مشکل می باشد بستگی به وضعیت سکون سیستم دوار دارد. این فرکانس تشدید معمولا کمتر از 100hz است . در بخش (2-2) گشتاور اصلی توسط معادله (2-2-14) به صورت زیر بیان شد :

$$T = K \phi_1 I_2 \cos \phi_2$$

(14-2-2)

این معادله را می توان به صورت پریونیت نیز نوشت . معمولا فوی فاصله هوایی مقدار مبنایی متناظر با ولتاژ نامی استاتور در فرکانس نامی دارد و جریان پایه ، جریان نامی موتور است . گشتاور پایه به صورت گشتاور متناظر با جریان 1pu روتور و فوی فاصله هوایی 1pu و ضریب قدرت واحد تعریف می شود. این گشتاور پایه کمی بزرگتر از گشتاور نامی موتور است . در فرم پریونیت ، گشتاور اصلی از معادله زیر به دست می آید :

$$T = \phi_1 I_2 \cos \phi_2 \quad (15-2-2)$$

و به طور خلاصه فرم پریونیت معادله (13-2-2) به صورت زیر است :

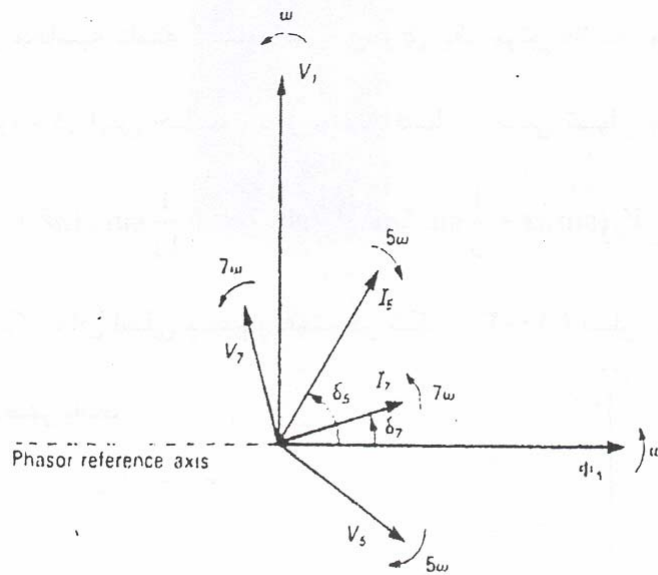
$$T = \phi_1 I_2 \sin \delta_2 = \phi_1 I_1 \sin \delta_1 \quad (16-2-2)$$

که گشتاور موتوری مثبت یا پیشرو هنگامی تولید می گردد که جریان های I_1 و I_2 به ترتیب به اندازه δ_1 و δ_2 مطابق با شکل (2-2) از فوی فاصله هوایی پیش باشند.

این معادلات در تعیین گشتاور ضربانی نیز به کار می رود در ابتدا دامنه فوی فاصله هوایی و فازور جریان استاتور را در یک دیاگرام نشان می دهیم .

یک شکل موج ولتاژ فازی دلخواه را با ولتاژ های هارمونیک اصلی ، پنجم و هفتم در نظر بگیرید . شکل (9-2) ولتاژ فازوری دواری را در سرعت سنکرون مربوطه نشان می دهد . هارمونیک مولفه مثبت هفتم با سرعت 7ω در جهت مثبت می چرخد ، در حالیکه هارمونیک پنجم (مولفه منفی پنجم) با سرعت 5ω در جهت منفی دوران می کند . دیاگرام فازوری در حالتی رسم شده است که ولتاژ اصلی در لحظه صفر ، صفر بوده و مقدارش صفر است و می خواهد مثبت شود، ولتاژ هارمونیک پنجم V_5 منفی و در حال افزایش است و ولتاژ هارمونیک هفتم V_7 مثبت بوده و در حال افزایش است .

با فرض اینکه ولتاژ استاتور V_1 با emf القایی استاتور همفاز است . فوی اصلی ϕ_1 ، 90درجه نسبت به V_1 پس فاز خواهد بود که در شکل 9-2 نشان داده شده است . با حذف تاثیر مقاومت ماشین و فرض این که جریان مغناطیس هارمونیک قابل صرف نظر کردن است می توان دیاگرام فازوری هارمونیک را کامل کرد .



شکل (۹-۲) دیاگرام فازوری هارمونیک های اصلی پنجم و هفتم

چون مدار معادل خلاصه شده هارمونیک است جریان هارمونیک استاتور با ولتاژ ترمینال متناظرش 90 درجه اختلاف فاز (پس فاز) خواهد داشت. در شمای نشان داده شده در شکل (9-2) جریان هارمونیک یا موج mmf ، I_5 نسبت به فلوی اصلی ϕ_1 به اندازه δ_5 (زاویه گشتاور) پس فاز خواهد بود.

با آنالیز دیاگرام فازوری اصلی در می یابیم این امواخ با عملکرد متقابل تولید گشتاور موتور مثبت می کنند که به صورت زیر است :

$$T = \phi_1 I_5 \sin \delta_5 \quad (17-2-2)$$

که تمام مقادیر بر حسب پریونیت هستند.

به هر حال زاویه δ_5 بعد از زمان t به اندازه $6\omega t$ کاهش می یابد و زاویه اولیه δ_5 تبدیل به $\delta_5 - 6\omega t$ شده و خواهیم داشت :

$$T = \phi_1 I_5 \sin(\delta_5 - 6\omega t) \quad (18-2-2)$$

به طور مشابه در لحظه انتخاب شده دز شکل (9-2) جریان هارمونیک هفتم، I_7 به اندازه δ_7 (زاویه گشتاور) نسبت به فلوی اصلی ϕ_1 ، پیش فاز خواهد بود که به اندازه $6\omega t$ افزایش می یابد، بنابراین ایت یک مولفه گشتاور اضافی به دست می آید که به صورت زیر است:

$$T = \phi_1 I_7 \sin(\delta_7 + 6\omega t) \quad (19-2-2)$$

آشکار است که دومولفه گشتاور به دست آمده در بالا با فرکانس زاویه ای به صورت ضربانی حرکت کرده و نتیجه آن گشتاور هارمونیک ششم ضربانی اضافی به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} T_6 &= \phi_1 [I_5 \sin(\delta_5 - 6\omega t) + I_7 \sin(\delta_7 - 6\omega t)] \\ &= \phi_1 [(I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7) \cos 6\omega t - (I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7) \sin 6\omega t] \end{aligned} \quad (20-2-2)$$

نتیجه به دست آمده را می توان به صورت زیر نوشت:

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 + 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 + \delta_7)]^{\frac{1}{2}} \cos(6\omega t + \beta) \quad (21-2-2)$$

که در معادله فوق داریم:

$$\tan \beta = \frac{I_5 \cos \delta_5 - I_7 \cos \delta_7}{I_5 \sin \delta_5 + I_7 \sin \delta_7}$$

مولفه گشتاور هارمونیک ششم اضافی ناشی از عکس العمل متقابل فلوی فاصله هوایی هارمونیک پنجم و هفتم با mmf اصلی موتور، موجب افزایش گشتاور می شود، اما این تاثیر معمولا کوچک است. دامنه گشتاور ضربانی هارمونیک ششم با استفاده از معادله (21-2-2) به صورت زیر خواهد بود:

$$T_6 = \phi_1 [I_5^2 + I_7^2 + 2I_5 I_7 \cos(\delta_5 + \delta_7)]^{\frac{1}{2}} \quad (22-2-2)$$

آنالیزی مشابه برای به دست آوردن دامنه گشتاور هارمونیک دوازدهم ناشی از هارمونیک یازدهم و سیزدهم نتیجه زیر را خواهد داد:

$$T_{12} = \phi_1 [I_{11}^2 + I_{13}^2 - 2I_{11}I_{13} \cos(\delta_{11} + \delta_{13})]^{1/2} \quad (23-2-2)$$

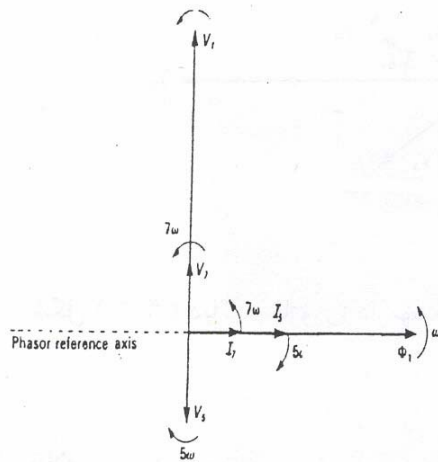
و به طور کلی جریانهای هارمونیک از نوع $k = (6n - 1)$, $k = (6n + 1)$ که n عددی طبیعی است ، گشتاوری ضربانی از نوع $6n$ با دامنه پریونیت زیر تولید می کنند :

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 - 2I_{6n-1}I_{6n+1} \cos(\delta_{6n-1} + \delta_{6n+1})]^{1/2} \quad (24-2-2)$$

می توان معادله فوق را برای محاسبه دامنه گشتاور ضربانی برای یک موتور ac که توسط یک منبع شش پله تغذیه می شود، به کار برد . در این حالت شکل ولتاژ فاز را می توان به صورت زیر نشان داد :

$$V_{AN} = \frac{2}{\pi} V_d (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \Lambda)$$

دیاگرام فازوری برای هارمونیک های اصلی پنجم و هفتم در شکل (2-10) نشان داده شده است و بهتر است که گشتاور اولیه زوایای δ_5 و δ_7 صفر باشد .



شکل (۲-۱۰) دیاگرام فازوری یک موتور ac با منبع تغذیه شش پله

این نتیجه برای هارمونیک های بالاتر نیز قابل تعمیم است. پس به طور کلی δ_{6n+1} و δ_{6n-1} نیز صفر هستند. همچنین با یک ولتاژ شش پله جریان هارمونیک k ام از معادله (2-4-51) به دست می آید که داشتیم:

$$I_k = \frac{\phi_1}{k^2 X_{pu}}$$

که X_{pu} راکتانس نشستی پریونیت موتور القایی یا راکتانس تند گذر متوسط پریونیت یک موتور سنکرون است. با توجه به اینکه $\delta_{6n+1} + \delta_{6n-1} = 0$ می باشد خواهیم داشت:

$$\cos(\delta_{6n+1} + \delta_{6n-1}) = 1$$

با جایگذاری معادله جریان، دامنه گشتاور ضربانی به صورت زیر خواهد شد:

$$T_{6n} = \phi_1 [I_{6n-1}^2 + I_{6n+1}^2 - 2I_{6n-1}I_{6n+1}]^{\frac{1}{2}} = \phi_1 [I_{6n-1} - I_{6n+1}] = \frac{\phi_1^2}{X_{pu}} \left[\frac{1}{(6n-1)^2} - \frac{1}{(6n+1)^2} \right] \quad (25-2-2)$$

به عنوان مثال دامنه گشتاور ضربانی هارمونیک ششم هنگامی که $n = 1$ باشد به صورت زیر خواهد بود:

$$T_6 = \frac{\phi_1}{X_{pu}} \left[\frac{1}{5^2} - \frac{1}{7^2} \right] = 0.02 \frac{\phi_1}{X_{pu}} \quad (26-2-2)$$

در حالت پایه 1 volt/1hertz فلوی فاصله هوایی تقریباً ثابت و برابر واحد (1 pu) بوده و اگر راکتانس نشستی بین 0/1pu تا 0/2pu باشد با توجه به معادله فوق دامنه گشتاور ضربانی هارمونیک ششم در رنج 0/1pu تا 0/2pu خواهد بود که در واقع از 10 تا 20 درصد گشتاور پایه می شود. بدیهی است که هر چه راکتانس کمتر باشد اثر گشتاورهای ضربانی شدیدتر است.

فصل سوم

فیلترهای هارمونیک

3-1 مقدمه :

هدف از به کار بردن فیلترها تعدیل دامنه هارمونیک موج ، به هنگام عبور از ورودی و خروجی است .

زمینه های مورد استفاده عبارتند از :

- 1) تعدیل موج ولتاژ بار تغذیه شده توسط یک یکسو ساز
- 2) کاهش دامنه هارمونیک موج خروجی اینورتر
- 3) جلوگیری از بازگشت هارمونیک های نامطلوب سیستم AC
- 4) حذف تداخل رادیویی

لازم به توضیح است که مورد چهارم که در ارتباط با پروژه حاضر نمی باشد ، مورد بحث قرار نگرفته است.

3-2) تعدیل خروجی یکسوساز

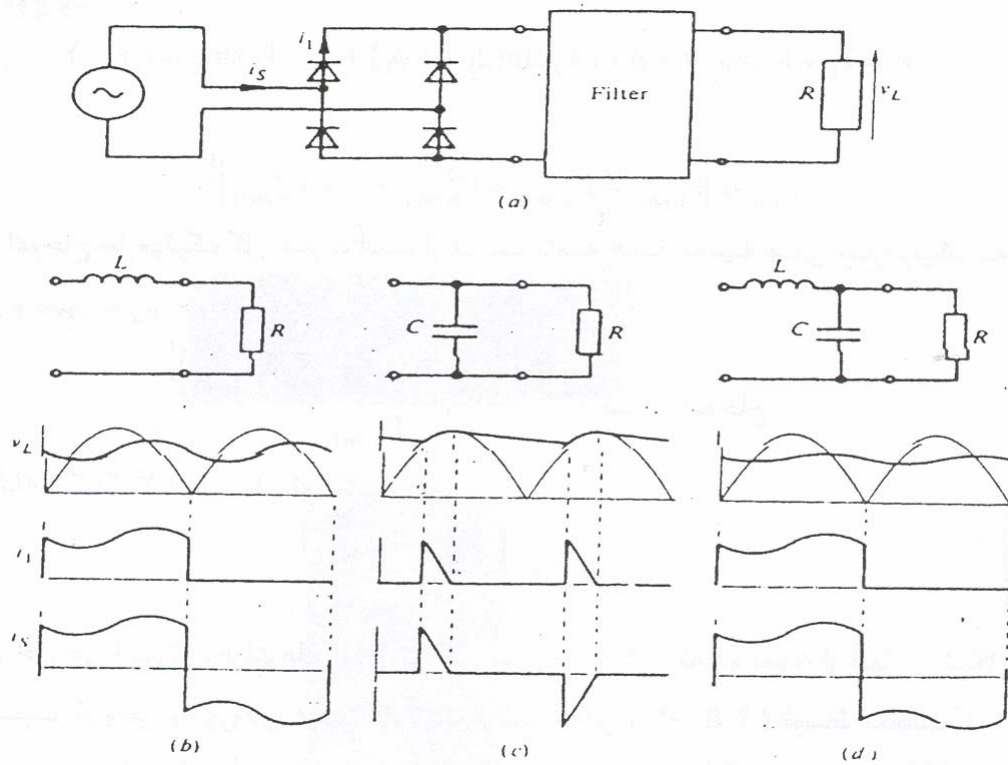
فیلترهای اصلی و پایه برای تعدیل ولتاژ بار یکسو ساز در شکل (3-1) نشان داده شده اند که موج مرجع یک موج دو پالسه است. (شکل (3-1a))

فیلتر اندوکتانسی شکل (3-1b) جریان را تعدیل می کند و از اینرو جریان ورودی پیوسته و شبیه بارهای اندوکتیو است . فیلتر خازنی (3-1c) با ولتاژ پیک منبع AC فعال می شود و سپس به صورت نمایی در مقاومت بار با ثابت زمانی RC تخلیه می شود. جریان منبع دارای زمان صعود بالایی خواهد بود ، زیرا پریرود شارژ خازن کوتاه است . ترکیبی از فیلترهای بالا به صورت یک فیلتر خازنی - سلفی در شکل (3-1d) نشان داده شده است در حالیکه سلف جریان را تعدیل می کند ، خازن ولتاژ بار را ثابت نگه می دارد . بنابراین جریان ورودی میل به مربعی شدن دارد.

نحوه عملکرد فیلتر LC را می توان با بررسی خروجی یکسوساز که باید مقدار متوسط مولفه های هارمونیک باشد ، به دست آورد. اگر مقاومت بار به سمت بینهایت میل کند ، آنگاه نسبت ولتاژ خروجی فیلتر به ولتاژ ورودی عبارتست از :

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1}$$

(1-2-3)



شکل (1-3) فیلتره کردن خروجی یکسوساز

(a) مقدار پل تکفاز

(b) فیلتر سلفی خالص

(c) فیلتر خازنی خالص

(d) فیلتر سلفی خازنی

از اینرو هارمونیک های مراتب بالاتر تاثیرشان از هارمونیک های پایین تر کمتر است. برای به دست آوردن فیلتر تعدیل کننده مورد لزوم باید بین بهای فیلتر و ارزش سیستم از نظر حفاظت در برابر هارمونیک ها به حالت بهینه دست یافت.

کاهش بیشتر در ولتاژ ریپل را می توان با استفاده از فیلترهای ساده به دست آورد. ضریب ریپل در ولتاژ بار به صورت نسبی از مقدار rms کل مولفه های متناوب به مقدار متوسط تعریف شده و به صورت زیر خواهد بود :

$$r.f = \frac{[V_{1(rms)}^2 + V_{2(rms)}^2 + \Lambda + V_{n(rms)}^2]^{\frac{1}{2}}}{V_{mean}} = \frac{[V_{1(rms)}^2 - V_{mean}^2]^{\frac{1}{2}}}{V_{mean}} \quad (2-2-3)$$

3-3) فیلتره کردن خروجی اینورتر

به منظور کاهش مقدار هارمونیک شکل موج اینورترها، لازم است تا از فیلتر عبور کنند. اغلب کاهش ضریب اعوجاج تا 5 درصد مناسب فرض شود. طریقه محاسبه ضریب اعوجاج به صورت زیر است .
اگر مقدار rms موج ولتاژ به صورت :

$$V = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + \Lambda + V_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (3-3-3)$$

$$V_{rms} = [V_{1(rms)}^2 + V_{2(rms)}^2 + \Lambda + V_{n(rms)}^2]^{\frac{1}{2}} \quad (4-3-3)$$

باشد آنگاه ضریب اعوجاج هارمونیک کل عبارتست از نسبت دامنه همه مولفه های هارمونیک کل عبارتست از نسبت دامنه همه مولفه های هارمونیک به دامنه rms موج اصلی و به صورت زیر خواهد بود :

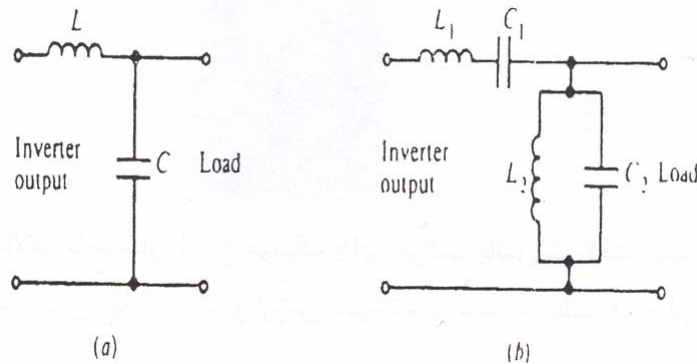
$$\text{ضریب اعوجاج} = \frac{[V_{2(rms)}^2 + V_{3(rms)}^2 + \Lambda + V_{n(rms)}^2]^{\frac{1}{2}}}{V_{1(rms)}} \quad (5-3-3)$$

که با توجه به معادله (4-3-3) می توان نوشت :

$$h.d.f = \frac{[V_{rms}^2 - V_{1(rms)}^2]}{V_{1(rms)}}$$

(6-3-3)

برای فیلتره کردن خروجی اینورتر ، فیلترهای متفاوتی می توان طراحی کرد که دو نمونه از آنها در شکل (2-3) نشان داده شده اند. نسبت خروجی به ورودی فیلتر LC پایین گذر شکل (2a-3) توسط معادله (1-2-3) به دست می آید . اگر خروجی اینورتر برای حذف هارمونیک های مراتب پایین طراحی شده باشد ، انگار این فیلتر ساده پایین گذر $\omega^2 LC$ مناسبی ایجاد می کند که در فرکانس اصلی بیش از حد زیاد نیست .



شکل (2-3) فیلتره کردن خروجی اینورتر

(a) فیلتر پایین گذر

(b) فیلتر رزونانسی

فیلتر رزونانسی شکل (2b-3) برای حالتی که هارمونیک های مراتب پایین حضور دارند خیلی مناسب تر است. هم شاخه سری $L_1 C_1$ و هم شاخه موازی $L_2 C_2$ را می توان برای فرکانس خروجی اینورتر تنظیم کرد . امپدانس شاخه سری در فرکانس اصلی صفر است ، اما با افزایش امپدانس تا تا حدودی افزایش می یابد . امپدانس شاخه موازی در فرکانس اصلی بینهایت است ، اما در فرکانس های بالاتر تا حدودی کاهش می یابد . در فرکانس اصلی داریم :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

(7-3-3)

و سبب می شود که :

$$C_1 = AC_2 \quad L_2 = AL_1$$

(8-3-3)

و اجازه می دهد تا داشته باشیم :

$$\omega = n\omega_0$$

(9-3-3)

که n مرتبه هارمونیک است پس :

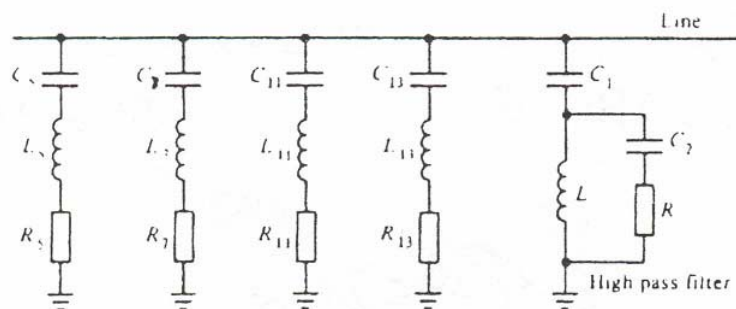
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{1}{A}\right)\left(n - \frac{1}{n}\right)^2}$$

(10-3-3)

که رابطه فوق برای هارمونیک n ام و بار مدار باز است .
برای درک عملکرد کلی باید با توجه به بار در هنگام اتصال به منبع بررسی صورت گرفته و حالات گذرا و به ویژه تغییرات ناگهانی بار مورد توجه قرار گیرد.

4-3) فیلترهای خط AC

برای کاهش نفوذ هارمونیک ها به سیستم AC از یک بار یکسوساز ، می توان فیلتر های هارمونیک هارمونیک را به نقطه نوترال متصل کرد . شکل (3-3) حالتی را نشان می دهد که در آن هارمونیک های جریان توسط فیلترهای هارمونیک بای پس شده اند.
برای یک سیستم شش پالسه ، فیلترهای هارمونیک برای هارمونیک های پنجم ، هفتم ، یازدهم و سیزدهم تنظیم می شوند . برای فیلترهای مراتب بالاتر یک فیلتر بالاگذر تعبیه شده است.



شکل (۳-۳) تله هارمونیک خط ac

معمولا کاربرد فیلترهای هارمونیک به کانورترهای خیلی بزرگ محدود می شود ، مانند کانورتر هایی که در خطوط HVDC به کار میروند.

نتیجه

در موتورهای AC دیدیم که تلفات هارمونیک ها در استاتور و هسته ، ناچیز اما در روتور قابل توجه بوده و باعث افت راندمان موتور تا حدود 2% خواهد شد و حتی امکان دارد دامنه هارمونیک موج ولتاژ چنان بزرگ باشد که راندمان موتور تا حدود 5% نیز افت کند . در مورد گشتاورها دیدیم که گشتاور ساکن ناشی از هارمونیک ها تنها باعث می شود که گشتاور نامی حدود 1% افت کند ، که چندان قابل توجه نیست و نیز دیدیم که گشتاور های ضربانی مقدار متوسطی برابر صفر دارند ، اما حضورشان باعث نوعی حرکت دندانان ای بی قاعده می شود که محدوده سرعت قابل استفاده موتور را کاهش میدهد. فیلترهای هارمونیک معرفی شده می توانند در خروجی اینورترها و یکسوسازها به کار گرفته شده و از هارمونیک ها به سیستم AC جلوگیری نمایند .

مطالب عنوان شده در موتورهای AC هنگام کار با منابع تغذیه غیر سینوسی و سینوسی که امکان اعوجاج در آنها می باشد باید مورد توجه قرار گرفته تا از افت راندمان و گشتاور موتور و مشکلات حرارتی ناشی از افزایش تلفات ممانعت به عمل آید .

پروژه حاضر می تواند زمینه برای طرح و ارائه الگوریتمی برای تشخیص درصد افت راندمان و افزایش حرارت ناشی از هارمونیک ها باشد.

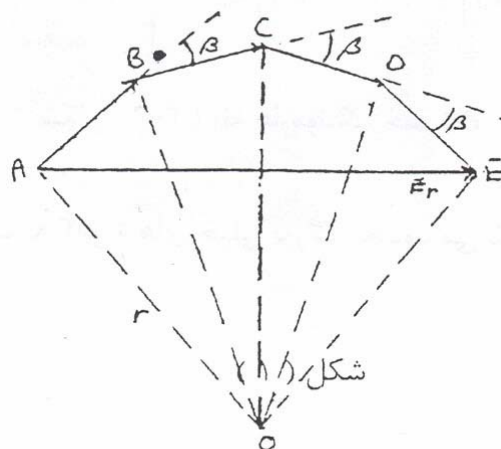
ضریب توزیع (ضریب سیم بندی)

می توان مشاهده کرد که در هر فاز ، کلاف ها در یک شیار متمرکز جمع نمی شوند ، بلکه در تعدادی شیار توزیع شده و گروه های قطبی را زیر هر قطب تشکیل می دهند . این کلاف ها در هر فاز به اندازه زاویه ای معین از یکدیگر فاصله می گیرند ، نتیجه این است که نیروهای محرک الکتریکی القا شده در طرفین تشکیل دهنده یک گروه قطبی ، با دیگران همفاز نیستند ، بلکه به اندازه زاویه ای معین ، با جابجایی و تغییر مکان زاویه ای شیارها اختلاف دارند . ضریب توزیع یا K_d به صورت زیر تعریف می شود :

فرض کنید β مقدار جابجایی و تغییر مکان فازی بین شیارها باشد و مقدارش عبارتست از :
(تعداد شیار در هر قطب = p)

$$\beta = \frac{180^\circ}{p}$$

فرض کنید تعداد شیارها به ازای هر فاز در هر قطب m باشد ، در اینصورت ولتاژ القا شده متوجه در یک گروه قطبی mE_s خواهد بود. که E_s ولتاژ القا شده در یک طرف کلاف است . شکل (1) روش پیدا کردن جمع برداری m ولتاژ ، هر کدام با مقدار E_s و اختلاف فاز متقابل β را نشان می دهد (اگر m بزرگ باشد منحنی $ABCD$ قسمتی از دایره ای به شعاع r خواهد شد.)



شکل (1)

$$AB = E_s = 2r \sin \frac{\beta}{2} \quad \text{جمع عددی} = mE_s = m2r \sin \frac{\beta}{2}$$

$$\text{جمع برداری} = E_r = 2r \sin \frac{m\beta}{2}$$

$$K_d = \frac{2r \sin \frac{m\beta}{2}}{m2r \sin \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin m \frac{\beta}{2}}{m \sin \frac{\beta}{2}}$$

مقدار ضریب یک آلترناتور سه فاز برای تعداد مختلف شیارها در هر قطب به ازای هر فاز در جدول (1) داده شده است.

ضریب توزیع	زاویه بین دو شیار متوالی	شیارها در هر قطب
1.000	60	3
0.966	30	6
0.960	20	9
0.958	15	12
0.957	12	15
0.956	10	18
0.955	7.5	21

جدول (1) سیم بندی کوتاه و تاثیر آن در ضریب گام

کلاف هایی که فاصله بین دو سویشان برابر با یک گام قطب باشد و یا به عبارت دیگر تحت فواصل 180 درجه الکتریکی باشند ، کلاف هایی با گام کامل اند. به بیان دیگر همان طور که در شکل (2) نشان داده شده است اگر طرفین کلاف ها در شیار های 1 و 7 قرار داده شوند ، گام سیم بندی کامل و اگر طرفین کلاف ها در شیارهای 1 و 6 قرار داده شوند گام سیم بندی کوتاه یا کسری می باشد ، زیرا مساوی با 5/6 یک گام قطب است. این کلاف به اندازه 1/6 گام قطب یا $180/6=30$ کوتاه خواهد شد . کلاف هایی با گام کوتاه به دلیل دارا بودن مزایای زیر به کار برده می شوند :

(1) صرفه جویی در مقدار مس اتصالات نهایی

(2) شکل موج نیروی محرکه الکتریکی تولید شده را می توان به آسانی به صورت یک موج

تقریبا سینوسی درآورد و هارمونیک های ایجاد کننده اعوجاج را می توان تقلیل داد و یا به

طور کلی حذف کرد .

عیب استفاده از کلاف هایی با گام کوتاه این است که ولتاژ کل حول کلاف ها تا حدودی کاهش می یابد ، زیرا ولتاژ های القا شده در طرفین کلافی با گام کوتاه کمی خارج از فاز هستند و جمع برداری آنها کمتر از جمع عددی می باشد.

ضریب گام یا ضریب دهانه کلاف (فاصله طرفین کلاف از یکدیگر) K_p یا K_c به صورت زیر تعریف می شود:

جمع برداری نیروهای محرک القا شده در هر کلاف تقسیم بر جمع عددی آن.

این ضریب همواره کمتر از واحد است.

شکل (2)

فرض کنید E_s نیروی محرکه الکتریکی القا شده در هر طرف کلاف باشد اگر کلاف دارای گام کامل باشد نیروی محرکه الکتریکی القا شده کل در کلاف برابر با $2 E_s$ خواهد بود این مسئله در شکل (3) نشان داده شده است .

شکل (3)

اگر گام آنها به اندازه 30 درجه الکتریکی کوتاه کنیم که در شکل (4) نشان داده شده است برآیند آنها E می شود که حاصل جمع برداری دو ولتاژ با فاصله 30 درجه الکتریکی است. در نتیجه :

$$E = 2E_s \cos \frac{30}{2}$$

$$K_p = \frac{E}{E_s} = \frac{2E \cos \frac{30}{2}}{2E_s} = 0.966$$

شکل (4)

در حالت کلی اگر فاصله طرفین کلاف را به اندازه α درجه الکتریکی کوتاه تر از گام کامل کنیم در آن صورت داریم :

$$K_p = \cos \frac{\alpha}{2}$$

تاثیر هارمونیک ها روی ضریب گام و ضریب توزیع

اگر زاویه گام کوتاه یا زاویه کوتاهی (گام کسری) گام α درجه الکتریکی برای موج فوران پایه باشد ، در آن صورت مقدارش برای هارمونیک به صورت زیر خواهد بود :

$$= 3\alpha \text{ برای هارمونیک سوم}$$

$$= 5\alpha \text{ برای هارمونیک پنجم}$$

.....

$$= n\alpha \text{ برای هارمونیک } n \text{ ام}$$

در نتیجه برای موج پایه داریم :

$$K_p = \cos \frac{\alpha}{2}$$

و نیز برای هارمونیک ها خواهیم داشت :

$$K_p = \cos \frac{n\alpha}{2}$$

به همین ترتیب ضریب توزیع برای هارمونیک های مختلف متفاوت است و مقدارش

عبارتست از :

$$K_d = \frac{\sin \frac{mn\beta}{2}}{m \sin \frac{n\beta}{2}}$$

که n مرتبه هارمونیک است. برای مثال ضریب توزیع هارمونیک سوم عبارتست از :

$$K_d = \frac{\sin 3 \frac{m\beta}{2}}{m \sin 3 \frac{\beta}{2}}$$

که n مرتبه هارمونیک است . برای مثال ضریب توزیع هارمونیک سوم عبارتست از :

ضمیمه 2

هارمونیک های شیار در ماشین های AC

اگر چه سیم بندی های توزیع شده نتایج سودمندی را به همراه دارند اما مسائلی جنبی را در طراحی ماشین ایجاد می کنند. حضور هماهنگ شیارها در اطراف استاتور سبب تغییرات یکنواخت رلوکتانس و فلو در سطح استاتور می شود. این تغییرات یکنواخت در فلو و رلوکتانس سبب تولید هارمونیک هایی می شود که به هارمونیک های شیار معروفند. هارمونیک های شیار در فرکانس های تنظیم شده، توسط فاصله بین شیارهای مجاور تولید می شوند و توسط معادله زیر ارائه می گردند.

$$n_{solt} = \frac{2MS}{P} \pm 1$$

که داریم:

n_{solt} = شماره هارمونیک شیار

S = شماره شیار روی استاتور

M = یک عدد طبیعی

P = تعداد قطب های ماشین

مقدار $M = 1$ هارمونیک شیاری با کمترین فرکانس را می دهد که همچنین مشکل آفرین ترین آنها نیز می باشد. چون این هارمونیک ها تحت تاثیر فاصله بین شیارهای مجاور کویل می باشند، تغییرات در گام کسری کویل و ضریب توزیع نمی تواند این اثرات را کاهش دهد. با وجود گام کسری، کویل شروع و پایان باید در یک شیار باشد و بنابراین فاصله کویل که برابر مجموع ضرب فاصله پایه هاست، سبب ایجاد هارمونیک های شیار در محل اولیه می شود.

برای مثال یک استاتور 72 شیار 6 قطبه را در یک ماشین AC در نظر بگیرید. در چنین ماشینی دو هارمونیک که کمترین و مشکل آفرین ترین هستند عبارتند از:

$$n_{solt} = \frac{2MS}{P} \pm 1 = \frac{2 \times 1 \times 72}{6} \pm 1 = 23, 25$$

فرکانس این هارمونیک ها در یک ماشین 60hz برابر 1380hz و 1500hz می باشد. هارمونیک های شیار مشکلاتی جدی را در ماشین های AC سبب می شود که عبارتند از:

1) سبب القاء هارمونیک ها در ولتاژ خروجی ژنراتورهای AC و در نتیجه اعوجاج در ولتاژ آنها می شوند.

2) عکس العمل بین هارمونیک های شیار روتور و استاتور در موتور القایی گشتاورهای وابسته ایجاد می کند ، این گشتاورها می توانند تاثیرات نا مطلوبی روی شکل منحنی گشتاور - سرعت موتور بگذارند.

3) موجب ایجاد نوسان و اغتشاش در ماشین می شوند.

4) با تولید فرکانس های بالای ولتاژ و جریان سبب افزایش تلفات هسته می شوند.

هارمونیک های شیار به خصوص در موتورهای القایی مشکل ساز هستند ، که در این مورد میتوانند سبب القا هارمونیک هایی با فرکانس مشابه در مدار میدان روتور شوند و روی گشتاور ماشین تاثیر بگذارند و اغتشاشی را موجب گردند .

دو روش برای کاهش هارمونیک های شیار موجود عبارتند از :

1) استفاده از سیم بندی های شیار کسری

2) استفاده از هادی های شیبدار در موتور